R. Besson

téléviseurs à transistors

éditions radio

Ouvrages du même auteur :

Aux **Editions Radio :**

— **Schémas d'amplificateurs basse fréquence à tubes.**

— **Schémas d'amplificateurs basse fréquence à transistors.**

— **Récepteurs à transistors.**

— **Technologie des composants électroniques :**

Tome 1 : résistances, condensateurs, bobinages.

Tome 2 : diodes, transistors, circuits intégrés.

Tome 3 : disques, phonolecteurs, magnétophones, haut-parleurs, enceintes acoustiques.

— **Interphones et talkies-walkies.**

Chez d'autres éditeurs :

— **Théorie et pratique de l'amplification basse fréquence.**

— **Téléphone privé et interphones.**

— **Electronique à transistors.**

— **Les condensateurs et leur technique.**

— **Les résistances et leur technique.**

R. BESSON

★

TÉLÉVISEURS à transistors

L'utilisation des transistors en V.H.F. et U.H.F.

★

2e édition
revue et augmentée

ÉDITIONS RADIO
9, rue Jacob, Paris 6e

© by Editions Radio, 1965
Tous droits de reproduction réservés pour tous pays. Microfilm et reproduction photographique, mêmes partiels, interdits.

Imprimerie Wallon, Vichy
Imprimé en France

Dépôt légal : 4e trimestre 1971
Editeur n° 531. Imprimeur n° 1416.

PRÉFACE A LA DEUXIÈME ÉDITION

La première édition de ce livre a paru en 1965. Nous avions présenté à nos lecteurs les problèmes soulevés par la transistorisation des différents étages d'un téléviseur.

En effet, la transposition pure et simple d'un schéma à tube en version transistor n'est souvent ni la plus économique, ni la plus satisfaisante. C'est pourquoi nous avions repris, étage par étage l'étude approfondie des différents schémas possibles, en fonction de la technologie des transistors disponibles et des résultats escomptés.

Nous avions évoqué les impératifs techniques et industriels qui se posent aux grands fabricants. Il ne s'agit pas de transistoriser pour transistoriser, il est préférable de rechercher, les performances, la fiabilité et le prix de revient le plus économique. Combien de compromis cela ne représente-t-il pas pour l'établissement du schéma d'un téléviseur d'appartement, alimenté par le secteur ?

★ ★
★

Cette première édition est maintenant épuisée et nous avons tenu à revoir et à compléter notre manuscrit de façon à y inclure les schémas et les dispositifs les plus récents.

L'électronique progresse à pas de géant dans tous les domaines et bien entendu pour la transistorisation des téléviseurs. Maintenant, on dispose de circuits intégrés étudiés pour certaines fonctions ; des fabricants vont du reste « passer » directement du tube au circuit intégré pour quelques étages.

Les diodes à capacité variable ont permis de modifier complètement la fabrication des rotacteurs et des tuners ; l'accord automatique est devenu tout à la fois plus simple et plus rigoureux.

Les transistors au silicium enrobés de résine époxy ont remplacé bien des modèles au germanium ; leurs performances sont plus poussées et leurs prix sont compétitifs.

Enfin, des regroupements industriels ont eu lieu au cours de cette période : **Sesco** et **Cosem** ont unis leurs efforts sous la marque : **Sescosem** ; la **Radiotechnique** a absorbé **Compelec** et est devenue : **R. T. C.**

* *
*

Cependant, les problèmes de base ne sont pas modifiés et les études fondamentales publiées dans la première édition sont toujours absolument valables ; elles ont donc été conservées sous le nom du laboratoire d'application d'origine.

Par contre, des schémas très modernes ont été substitués à d'autres, parfois ils ont été ajoutés, soit dans le cours du chapitre correspondant, soit dans le chapitre XI supplémentaire qui décrit un téléviseur complet pour tube de 31 cm et la transistorisation intégrale d'un téléviseur hybride actuel.

L'esprit de ce livre n'a pas été modifié ; nous voulons mettre à la portée des étudiants, des électroniciens, des dépanneurs des services d'après-vente et des amateurs éclairés une étude sérieuse facilement assimilable et « à la page » concernant la transistorisation des téléviseurs.

Ce n'est pas un livre d'initiation, ni à la télévision en général ni au fonctionnement des transistors. Nous avons supposé que le lecteur connaît déjà ces éléments de l'électronique.

Cependant nous avons voulu rafraîchir sa mémoire chaque fois que nous l'avons jugé nécessaire pour la bonne compréhension de l'étude.

Nous tenons à remercier les chefs de service des laboratoires d'application des grands fabricants français et étrangers qui

ont bien voulu nous confier des documents parfois inédits et en particulier le Directeur du service technique télévision de **Thomson-Brandt.**

La plupart de ces schémas sont couverts par des brevets et de ce fait leur reproduction industrielle doit donner lieu aux négociations d'usage.

* *
*

Le téléviseur à tube aura bientôt disparu et le téléviseur à transistor sera seul fabriqué. Il est donc indispensable de ne pas remettre à demain l'étude de cette question pour tous ceux qui ne sont qu'imparfaitement informés et qui doivent ou désirent la connaître.

R. BESSON.

CHAPITRE 1

Généralités

I. LE RÉCEPTEUR DE TÉLÉVISION A TRANSISTORS

Le transistor, puis le circuit intégré ont remplacé le tube dans toutes les applications de l'électronique.

En radiodiffusion sonore il ne se fabrique plus de récepteurs à tubes. Les amplificateurs et les chaînes à haute-fidélité ont suivi quelques années après. Même les appareils fonctionnant sur le secteur sont intégralement transistorisés.

Pourquoi, alors que toute l'électronique professionnelle, que les caméras de prise de vue et les cars de reportage de l'*O.R.T.F.* sont transistorisés, les téléviseurs ne le sont-ils pas encore totalement ?

En effet, la transistorisation d'un téléviseur offre de nombreux avantages.

1. Avantages des téléviseurs transistorisés

Un téléviseur actuel équipé d'un tube 61 cm-110° est souvent qualifié d'« extra-plat », c'est-à-dire que les composants sont massés autour du tube afin que son volume soit le plus réduit possible. Comme le téléviseur à tubes consomme au moins 150 W, il faut que son aération soit calculée avec soin afin que la température intérieure ne dépasse pas les limites permises par les règles de sécurité en vigueur. En général on relève un échauffement de 30 à 40°C au-dessus de l'ambiance, ce qui, pour les jours les plus chauds ou lorsque le téléviseur est encastré dans un meuble, donne une température intérieure de 70°C.

Or, à cette température, la fiabilité des principales pièces est moins bonne qu'à 40°C. Les produits d'imprégnation se ramollissent, l'isolement des condensateurs est plus faible, les circuits accordés H.F. dérivent en

fréquence. Tous ces inconvénients sont bien connus des spécialistes du service après-vente et du service qualité des constructeurs.

Le téléviseur transistorisé, de mêmes caractéristiques, ne consomme que 40 à 80 W et sa température intérieure n'est supérieure que de 10°C à la température ambiante, sa fiabilité est augmentée.

Les transistors ont une durée de vie supérieure à celle des tubes ; ils fonctionnent dès l'allumage, leur comportement en H.F. est meilleur, car leur bruit de fond est moindre.

Le calcul de certains composants est facilité. En revanche, d'autres éléments posent des problèmes différents. Les ferrites du transformateur de sortie lignes fonctionnent à une température plus basse, plus loin de leur point de Curie, ainsi leurs caractéristiques sont plus stables et plus aisément reproductibles en série.

Enfin, grâce au gain de consommation et de poids, on peut concevoir des téléviseurs portatifs alimentés sur accumulateurs et munis de tubes plus petits, pour les vacances ou la maison de campagne.

On peut se demander après l'énumération de ces avantages pourquoi les téléviseurs entièrement transistorisés ne sont-ils pas encore généralisés !

2. Industrialisation des téléviseurs à transistors

Un industriel qui fabrique un modèle de téléviseur connaît son prix de revient pour des caractéristiques données. Si son service technique propose un nouveau schéma offrant les mêmes caractéristiques pour un prix de revient inférieur, ou, pour le même prix des caractéristiques meilleures et si son industrialisation n'offre pas d'aléas, sa décision est vite prise d'adopter le nouveau modèle.

L'industrie française produit plus d'un million de téléviseurs par an, certaines usines sortent près de 400 000 appareils au cours de la même période. On conçoit que les décisions doivent être mûrement réfléchies et complètement étudiées.

Or, en 1965, le téléviseur d'appartement à tube de 59 cm revenait nettement plus cher, à performances égales, lorsqu'il était complètement transistorisé.

Depuis, la transistorisation a fait de grands progrès, tous les téléviseurs d'appartement à tube de 61 cm en version 1971 sont hybrides. Dans quelques années, la transistorisation intégrale de tous les téléviseurs sera un fait acquis.

3. Les différents modèles fondamentaux de téléviseurs à transistors

On distingue deux schémas de base très différents :

— *le téléviseur portatif* à petit écran alimenté par accumulateur et par le secteur ;

— *le téléviseur d'appartement* à grand écran alimenté par le secteur.

3. 1. *LE TÉLÉVISEUR PORTATIF.*

Les premiers téléviseurs portatifs sont sortis il y a quelques années aux Etats-Unis et au Japon, l'Europe a suivi mais avec moins de succès.

Ces appareils sont légers, se déplacent aisément ; ils sont alimentés par le secteur lorsque c'est possible et sur une batterie d'accumulateurs dans le cas contraire.

Il en existe un grand nombre de modèles, selon le type de tube adopté.

Les Japonais présentent surtout des appareils équipés de petits tubes jusqu'à 5" (12,7 cm) pour les téléviseurs miniature et jusqu'à 8" ou 9" (20,32 ou 22,86 cm) pour les portables.

Les Européens préfèrent les téléviseurs portables équipés de tubes de 11" ou 12" (28 ou 31 cm).

Tous les circuits de ces téléviseurs fonctionnent sous 12 V, que l'alimentation provienne du secteur redressé ou de l'accumulateur.

Les circuits de réception sont identiques quelles que soient les dimensions de l'écran. Par contre, les circuits de balayage et de très haute tension sont différents. Plus le tube est grand, plus la puissance délivrée par les balayages doit être importante. Cependant, les tubes modernes à col de 20 mm et à angle de déviation de 90° sont conçus pour ne nécessiter qu'une puissance de déviation modeste et une T.H.T. maximale de 11 kV.

Les transistors actuels du type basse tension (12 V) et intensité élevée employés sur les étages de puissance sont au point et ont une bonne fiabilité.

Le problème de l'alimentation n'est pas parfaitement résolu ; le fonctionnement sur le secteur est sans reproche, mais l'autonomie sur accumulateurs est encore faible : parfois entre six et huit heures. C'est l'accumulateur qui constitue le point délicat de cette catégorie de téléviseurs. Il faut, en effet, qu'il soit étanche, ne dégage pas de gaz au cours de sa charge, ne s'abîme pas au cours d'une charge prolongée ou au cours d'une décharge rapide, ne nécessite pas d'entretien et soit d'un poids et d'un prix raisonnables. Plus le tube est grand et plus le problème de l'accumulateur est critique.

Au chapitre XI, un tel récepteur sera décrit à titre d'exemple. C'est un 31 cm portable, comprenant 33 transistors et 42 diodes ; il consomme 45 VA sur secteur 110 ou 220 V et 25 VA sous 12 V. Il permet la réception des gammes V.H.F. et U.H.F. standards français 819 et 625 lignes, avec un sélecteur et un tuner équipés de diodes à capacité variable.

Enfin, le prix d'un tel récepteur et du même ordre de grandeur que celui d'un téléviseur d'appartement à tube de 61 cm sur secteur et de conception hybride (transistors + tubes).

3. 2. *LE TÉLÉVISEUR D'APPARTEMENT.*

Le téléviseur hybride actuel est généralement équipé de la façon suivante :

— *Tête H.F.* (sélecteur V.H.F. - tuner U.H.F.) à transistors, accord par diodes à capacité variable, commutation électronique par inversion de tension aux bornes de diodes.

— *Platine F.I.* à transistors, comprenant les étages suivants : F.I. son, détection, C.A.V. ; F.I. vision, détection, vidéo, C.A.G., séparateurs.

— *Balayages* étages de faible puissance à transistors : trieur vertical, oscillateur image ; trieur horizontal, comparateur de phase, oscillateur lignes

— *Balayages*, étages de puissance à tubes : étage final vertical, étage final horizontal ; valve de redressement T.H.T.

— *Etage de puissance son*, à tube.

— *Alimentation secteur :* redressement direct en 220 V, par doubleur en 110 V, donnant 250 V continus filtrés pour les tubes ; un transformateur fournit la tension nécessaire au chauffage des tubes et du cathoscope, il donne également après redressement 24 V pour les transistors et 35 V pour la commande des diodes à capacité variable. Cette tension est régulée, soit par des transistors, soit par un circuit intégré.

On voit que la transistorisation des téléviseurs actuels, si elle n'est pas intégrale, est tout de même très avancée ; il ne reste plus guère que 5 à 7 tubes dans l'appareil.

Dans quelques années les responsables des grands services d'étude prévoient l'équipement suivant :

— *Tête H.F. :* sans changement.

— *Platine F.I. :* F.I. son, détection, C.A.V. par deux circuits intégrés ; F.I. vision, détection par deux circuits intégrés.

— *Circuits divers* ou « *Jungle* » dans le jargon moderne ; c'est un circuit intégré qui contient les étages suivants : driver vidéo, C.A.G., séparateur, trieur vertical, comparateur de phase. Un autre modèle (I.T.T.) remplace la C.A.G. par l'oscillateur horizontal.

— *Balayages :* étage de puissance vertical : transistor ou circuit intégré ; horizontal à transistor haute-tension et faible intensité.

— *Vidéo* de puissance : à transistor haute-tension.

— *Amplificateur son :* circuit intégré 2 à 4 W.

— *Alimentation secteur :* soit la méthode classique : redressement direct 220 V, par doubleur en 110 V, donnant la tension élevée nécessaire aux transistors de puissance, les tensions pour les transistors normaux et la commande des diodes à capacité variable régulée par un circuit intégré ; un transformateur fournit la tension filament du cathoscope, soit une solution très nouvelle dans laquelle le transformateur de sortie horizontale joue un rôle prépondérant.

Au chapitre XI, nous prendrons en exemple un téléviseur hybride actuel (22 transistors - 5 tubes) à tube de 61 cm-110° et alimenté sur le secteur. Nous décrirons les schémas les plus modernes permettant de supprimer ces 5 tubes et de réaliser une alimentation inédite.

Alors la transistorisation des téléviseurs sera complète.

Les tubes cathodiques actuels s'échelonnent entre 44 et 65 cm, ils ont tous le même col de 28,6 mm et un angle de déviation de 110° ; ils nécessitent donc tous presque la même énergie et les mêmes tensions d'alimentation.

Les tubes de 44 et 51 cm sont utilisés pour la fabrication de téléviseurs « transportables », mais alimentés par le secteur seul. Le tube 61 cm remplace

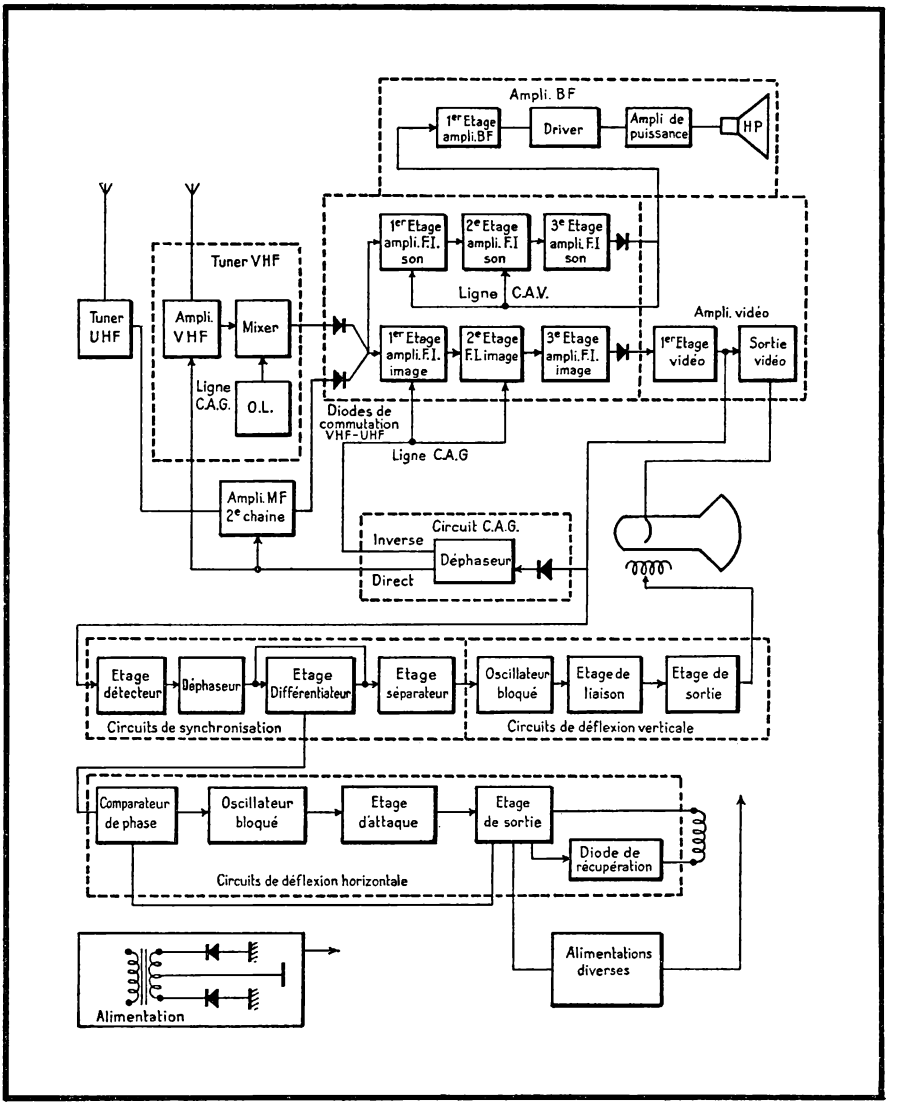


Fig. 1-1. — Schéma synoptique d'un téléviseur à transistors.

le 59 cm, il constitue la base du téléviseur classique d'appartement. Il est de loin le plus employé. Le tube de 65 cm a pratiquement disparu du marché depuis l'avènement de la couleur.

4. Les différents étages constitutifs d'un téléviseur

Le schéma synoptique d'un téléviseur à transistors est donné par la figure 1-1. Il comprend les étages suivants :

— *Le tuner U.H.F.* pour la réception des bandes IV et V (2e programme français), qui comporte généralement deux transistors ; le gain total est de 15 à 20 dB avec un facteur de bruit de 10 dB, contre 15 dB pour les tubes.

— *Le rotacteur V.H.F.* pour la réception des bandes I et III (1er programme français), qui comprend trois transistors ; le gain total est de 20 à 30 dB, comparable à celui des tubes. Le facteur de bruit est tout au moins égal sinon plus faible avec 4 à 7 dB.

La commutation U.H.F./V.H.F. peut s'effectuer au moyen de diodes rendues bloquées ou passantes par la commutation de la tension d'alimentation.

— *L'amplificateur F.I. vision*, qui est prévu à trois étages donnant un gain de 70 dB pour une largeur de bande de 9 MHz à 3 dB. La tension après détection est d'environ 2 V. Un étage supplémentaire peut être prévu pour la réception des bandes IV et V.

— *L'amplificateur F.I. son*, qui est classique ; il comprend trois étages à bande étroite (1 MHz) de 70 dB de gain permettant de disposer après détection de 1 V environ.

— *L'amplificateur B.F. son*, qui comprend quatre transistors ; il doit délivrer 1 W pour les récepteurs portatifs et au moins 2 W pour les récepteurs d'appartement.

— *L'amplificateur vidéo*, qui est constitué par deux étages à liaison directe, leur bande passante est de 10 MHz. La tension de sortie doit être de 30 V pour les tubes 5", 60 V pour les tubes 11" et 100 V pour les tubes 23" (59 cm). L'alimentation du dernier étage est obtenue à partir du circuit de récupération du retour de balayage horizontal. Elle est comprise entre 40 et 80 V selon les tubes cathodiques utilisés.

— *Les circuits de C.A.G.* (commande automatique de gain), qui peuvent être soit inverses, soit directs et amplifiés.

— *Les circuits de séparation et de synchronisation*, qui comprennent quatre étages. Ils alimentent les circuits de balayage.

— *Les circuits de balayage vertical (ou image)*, qui nécessitent trois transistors. La puissance de sortie est fonction du diamètre du tube adopté. L'étage de sortie fonctionne en classe A avec des compensations thermiques lorsque le transistor est au germanium, donc limité par sa température maximale relativement basse. Ces compensations ne sont plus utiles avec les transistors au silicium dont la température limite est plus élevée. Un circuit de linéarisation efficace procure une bonne géométrie.

— *Les circuits de balayage horizontal (ou lignes)*, qui groupent quatre transistors et deux diodes (dont une à vide). La très haute tension est obtenue par le retour de lignes. L'alimentation du tube cathodique et de l'étage de sortie vidéo est également prélevée sur l'étage de sortie du balayage horizontal.

— *Les circuits d'alimentation*, qui sont prévus pour le secteur, et une batterie d'accumulateurs pour les récepteurs portatifs, et pour le secteur seulement avec régulation pour les récepteurs d'appartement.

Tableau I. — LES DIFFÉRENTS STANDARDS MONDIAUX

Repère U E R	A			B	C	D	E	F	G	H	I	K	L
Système	Anglais	Américain (FCC)		Européen Gerber	Belge	OIRT	Franç.	Belge	Gerber	Gerber	Anglais	OIRT Européen	Franç.
Nbre de lignes	405	525	625	625	625	625	819	819	625	625	625	625	625
Affectation	VHF	VHF/UHF	VHF/UHF	VHF	VHF	VHF	VHF	VHF	UHF	UHF	UHF	UHF	UHF
Largeur canal (MHz)	5	6	6	7	7	8	13,15	7	8	8	8	8	8
" bande vidéo (MHz)	3	4	4	5	5	6	10,4	5	5	5	5,5	6	6
Ecart porteuses(MHz)	3,5	4,5	4,5	5,5	5,5	6,5	11,15	5,5	5,5	5,5	6	6,5	6,5
Sens du canal	V > S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V > S V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S	V < S
Bande résiduelle (MHz)	0,75			0,75	0,75	0,75	2	0,75	0,75	1,25	1,25	1,25	1,25
Nbre de canaux VHF	13	12	12	11	11	11	11	11					
Nbre de canaux UHF		70	70						49	49	49	49	49
Fréquence trame(Hz)	50	60	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50
Fréquence ligne (Hz)	10.125	15.750	15.625	15.625	15.625	15.625	20.475	20.475	15.625	15.625	15.625	15.625	15.625
Modulation image	+	-	-	-	+	-	+	+	-	-	-	-	+
Modulation Son	AM	FM	FM	FM	AM	FM	AM	AM	FM	FM	FM	FM	AM

Nota : F.C.C. = Federal Communication Commission
Gerber = Normes allemandes définies par le Docteur Gerber et adoptées par plusieurs pays
O.I.R.T. = Office International de Radio et de Télévision, groupant les pays de l'Est
U.E.R. = Union Européenne de Radiodiffusion

Chacun de ces circuits pose des problèmes particuliers et fera l'objet d'un chapitre de cet ouvrage.

Les téléviseurs comprennent environ 30 transistors, 14 diodes et un tube très haute tension. Leurs performances sont égales à celles des téléviseurs à tubes ; en particulier leur sensibilité est comprise entre 10 et 20 μV.

II. LES DIFFÉRENTS STANDARDS MONDIAUX DE TÉLÉVISION

Afin de pouvoir étudier des téléviseurs à transistors permettant la réception des divers standards mondiaux, il est indispensable de connaître les particularités de ces derniers.

Une émission de télévision se caractérise par :

— la fréquence de la porteuse vision ;

— la fréquence de la porteuse son ;

— la définition, c'est-à-dire le nombre de lignes par image ;

— la largeur de la bande à transmettre qui est liée au nombre de lignes des images ;

— le sens de la modulation d'image et la forme des signaux de synchronisation ;

— la nature de la modulation du son.

La Conférence Européenne de Radiodiffusion, réunie à Stockholm en 1961, a défini les bandes réservées aux émissions de télévision :

la bande I s'étend de 41 à 68 MHz ;

la bande II de 87,5 à 100 MHz est réservée aux émissions sonores modulées en fréquence (F.M.) ;

la bande III est comprise entre 163 et 216 MHz ;

enfin, les bandes IV et V s'étendent de 470 à 960 MHz.

En France, les bandes I et III sont occupées par le premier programme. Le second programme est émis dans les bandes IV et V qui, du reste, peut en contenir deux autres. Les tuners actuels en Europe ne « montent » en fréquence que jusqu'à 860 MHz. Les 100 MHz restant ne sont pas affectés.

Cette même conférence a permis de dresser le tableau des différents standards mondiaux qui sont reproduits ci-après.

En Europe, à part le standard anglais 405 lignes (A) et le 819 lignes français et belge (E et F), on voit qu'il existe huit standards 625 lignes différents. Il est vrai que les standards B et G d'une part, et D et K d'autre part, sont pratiquement identiques.

Le premier standard 625 lignes pour V.H.F. (bandes I et III), appelé improprement C.C.I.R., est le standard « Gerber » B. Il a été conservé pratiquement identique (G) pour les bandes IV et V (U.H.F.).

Les Soviétiques, de leur côté, ont adopté un standard 625 lignes avec une largeur de canal plus grande : 8 MHz au lieu de 7 MHz pour le « Gerber ». Ce standard appelé O.I.R.T. est également identique en V.H.F. (D) et en U.H.F. (K).

Tableau II

LES NORMES (en noir et blanc) ACTUELLEMENT ADOPTÉES DANS LE MONDE

EUROPE

	Normes VHF	Normes UHF
ALBANIE	D	
ALLEMAGNE (Est)	B	G
ALLEMAGNE (Ouest)	B	G
AUTRICHE	B	G
BELGIQUE	C/F	G/H
BULGARIE	D	K
CHYPRE	B	H
DANEMARK	B	G
ESPAGNE	B	G
FINLANDE	B	G
FRANCE	E	L
GRANDE-BRETAGNE	A	I
GRECE	B	H
HONGRIE	D	K
IRLANDE	A	I
ISLANDE		G
ITALIE	B	H
LUXEMBOURG	F	H
MONACO	E	L
NORVEGE	B	G
PAYS-BAS	B	G
POLOGNE	D	K
PORTUGAL	B	G
ROUMANIE	D	K
SUEDE	B	G
SUISSE	B	G
TCHECOSLOVAQUIE	D	K
TURQUIE	B	H
U.R.S.S.	D	K
YOUGOSLAVIE	B	H

AMERIQUE

	Normes
ANTILLES Françaises	K
ARGENTINE	FCC/625
BRESIL	FCC/525
CANADA	FCC/525
CHILI	FCC/525
COLOMBIE	FCC/525
CUBA	FCC/525
REP. DOMINICAINE	FCC/525
EL SALVADOR	FCC/525
ETATS-UNIS	FCC/525
GUATEMALA	FCC/525
MEXIQUE	FCC/525
NICARAGUA	FCC/525
PANAMA	FCC/525
PEROU	FCC/625
URUGUAY	FCC/625
VENEZUELA	FCC/625

AFRIQUE - ASIE - OCEANIE

	Normes
ALGERIE	B
ANGOLA (Portugal)	I
ARABIE SEOUDITE	FCC/525
AUSTRALIE	B
BETCHOUANALAND	I
CAP VERT (Portugal)	I
CAMEROUN	K
CHINE	D/K
CONGO ex-France	K
CONGO ex-Belge	K
COTE D'IVOIRE	K
COREE DU SUD	FCC/525
DAHOMEY	K
ETHIOPIE	B
FEDER. CENTRE AFR.	K
GABON	K
GUINEE	K
GUINEE PORTUG.	I
HAUTE-VOLTA	K
HONG-KONG	A
INDE	B
IRAK	B
IRAN	FCC/525
ISRAEL	B
JAPON	FCC/525
KENYA	B
KOWEIT	FCC/525
LIBAN	B
LIBERIA	FCC/525
LIBYE	B
MADAGASCAR	K
MALI	K
MAROC	B
MAURICE (Iles)	B
MAURITANIE	K
MOZAMBIQUE (Port.)	I
NIGER	K
NIGERIA	B
NOUVELLE ZELANDE	B
OUGANDA	B
PHILIPPINES	FCC/525
R A U /EGYPTE	B
REP. CENT. AFRIQ.	K
REUNION (Ile)	K
RHODESIE/NYASSALAND	B
SENEGAL	K
SYRIE	B
TANGANYIKA	B
TCHAD	K
THAILANDE	FCC/525
TAHITI	K
TUNISIE	B
UNION SUD. AFRIC.	I

Les Anglais ont choisi un standard intermédiaire entre le « Gerber » et l'O.I.R.T. pour leurs émissions U.H.F.

Les Français ont adopté un standard 625 lignes (U.H.F.) voisin de leur standard 819 lignes (V.H.F.), de façon à rendre le plus simple possible la fabrication des récepteurs pour les deux chaînes.

La largeur de bande est celle de l'O.I.R.T., mais l'image est en modulation positive et le son en modulation d'amplitude.

Les Américains, pour leur part, ont deux standards qui sont identiques, à la fréquence du secteur près. En effet, en Europe le secteur est à 50 Hz, donc il y a 50 trames soit 25 images par seconde ; tandis qu'en Amérique le secteur est à 60 Hz, donc 60 trames et 30 images par seconde. Dans le premier cas, le balayage est à 625 lignes, dans le second cas à 525 lignes. Le nombre d'informations transmises est pratiquement le même dans les deux cas : $625 \times 25 = 15\,625$ et $525 \times 30 = 15\,750$.

Enfin, les Belges ont dû adapter leurs différents standards à ceux de leurs voisins, ce qui crée une certaine complication pour la fabrication de leurs récepteurs.

La Conférence Africaine de Radiodiffusion, qui s'est tenue à Genève en 1963, a fixé les normes de télévision pour les Etats africains.

On peut donc dresser le tableau de la page 17 pour l'Europe, l'Amérique, puis l'Afrique, l'Asie et l'Océanie.

Pour l'Europe, les standards peuvent être différents en V.H.F. et en U.H.F. ; ce n'est pas le cas pour le reste du monde où les normes sont les mêmes pour toutes les bandes.

L'Algérie émettait selon le standard français (E), les stations sont en cours de modification, car la norme choisie définitivement est la norme B (« Gerber »).

III. LES CARACTÉRISTIQUES DES STANDARDS FRANÇAIS

1. Le standard 819 lignes (norme E)

Ce standard est utilisé pour le premier programme transmis dans les bandes I et III. Chaque canal a une largeur de 13,15 MHz (fig. 1-2). Par suite de cette très grande largeur, il n'a pas été possible de placer un nombre suffisant de canaux dans les bandes I et III pour couvrir tout le pays. Il a fallu disposer des canaux tête-bêche. Les canaux 2, 4, 6, 8, 10 et 12 sont dits « directs », tandis que les canaux 5, 7, 9 et 11 sont « inversés ». Le canal 8 A, utilisé à Paris et à Lille avant cette normalisation, doit être traité à part. La disposition des canaux est donnée par la figure 1-3. Les canaux 1 et 3 ne sont pas utilisés.

Cette disposition des canaux, dans lesquels le son est tantôt émis sur une fréquence inférieure à l'image tantôt inversement, complique la mise au point des rotacteurs, et surtout provoque des interférences dans certaines

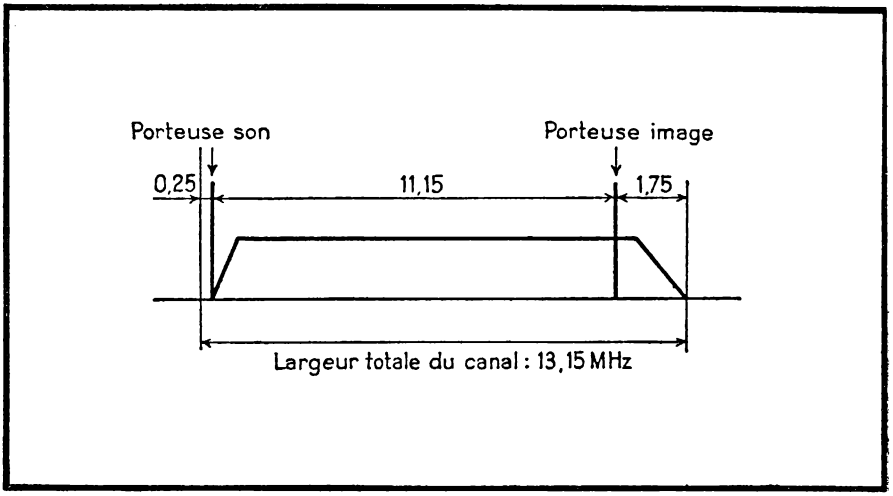


Fig. 1-2. — Caractéristiques du standard français 819 lignes (norme E).

régions. Il faut dire à sa décharge que cette disposition a permis de couvrir tout le territoire avec un canal large et dans de bonnes conditions de qualité.

La figure 1-4 donne la forme du signal de synchronisation de ligne et la figure 1-5 les signaux de trame.

2. Le standard 625 lignes (norme L)

La grande variété des standards européens utilisés dans les bandes I et III a provoqué de nombreuses interférences à proximité des frontières des différents pays. En effet, la largeur des canaux est très différente selon les standards et les fréquences d'émission du son et de l'image sont quelconques.

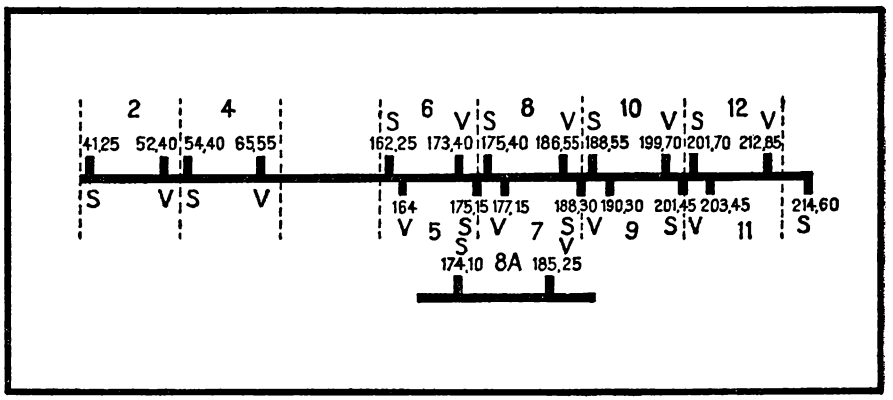


Fig. 1-3. — Disposition des canaux dans les bandes I et III.

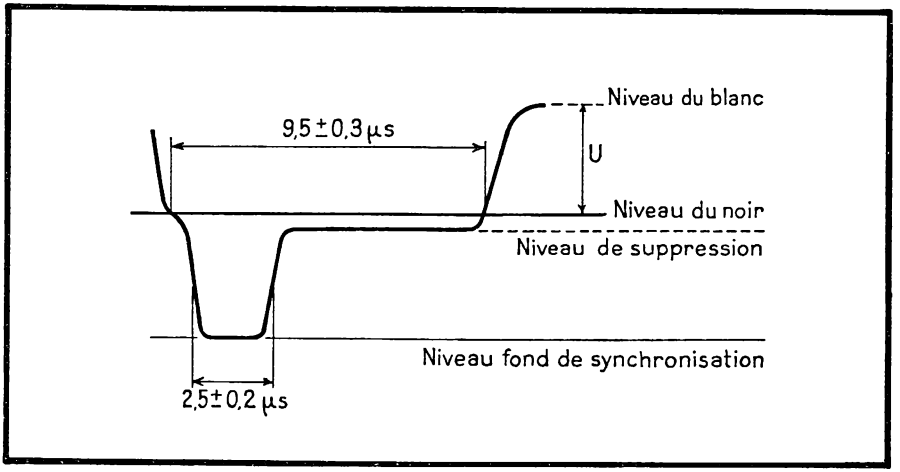


Fig. 1-4. — Synchronisation de deux lignes en 819 lignes.

La Conférence de Stockholm de 1961, chargée, entre autre, de répartir les canaux des bandes IV et V dans la zone européenne, a tiré parti de cette expérience. En effet, les canaux ont une largeur uniforme de 8 MHz quel que soit le standard 625 lignes adopté. La fréquence d'émission de la vision est toujours à la même place dans le canal, et inférieure à la fréquence du son. Cette dernière varie légèrement de position selon le standard : + 5,5, + 6 ou + 6,5 MHz.

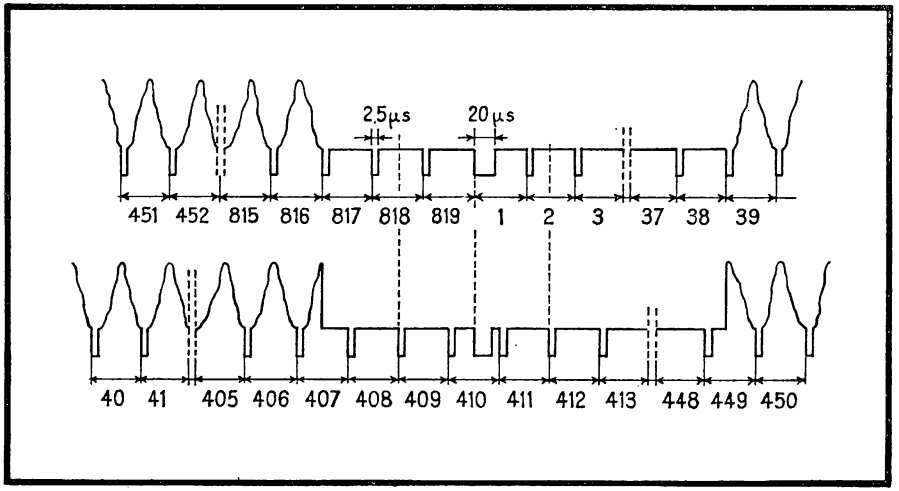


Fig. 1-5. — Synchronisation de deux demi-images en 819 lignes.

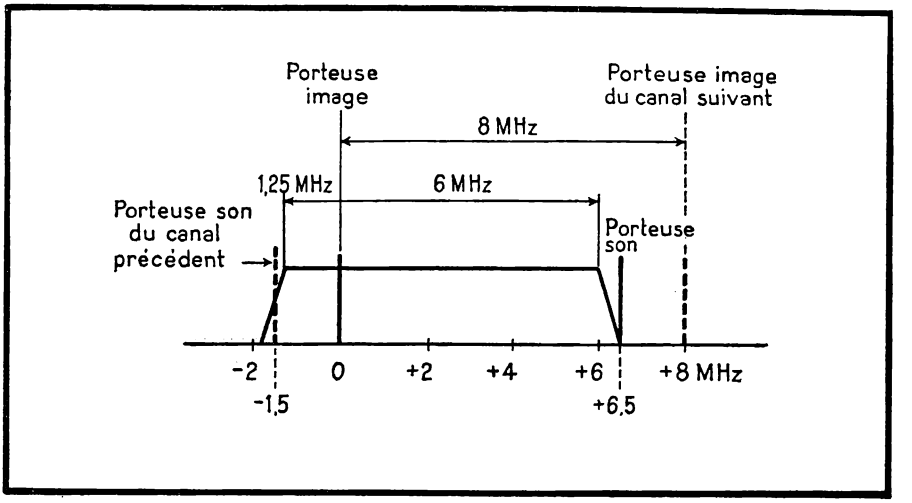


Fig. 1-6. — Occupation du spectre pour un canal 625 lignes (norme L).

La répartition des canaux a été faite à l'échelle de l'Europe, ainsi on ne risque plus des interférences à proximité des frontières.

Le canal 625 lignes français est représenté sur la figure 1-6. Les signaux de synchronisation lignes et image sont donnés sur les figures 1-7 et 1-8.

Les canaux sont numérotés de 21 à 69, soit 48 canaux entre 470 et 860 MHz. Dans le canal de 8 MHz, la fréquence vision est à 1,25 MHz du bord inférieur et la fréquence son est supérieure à la fréquence image de

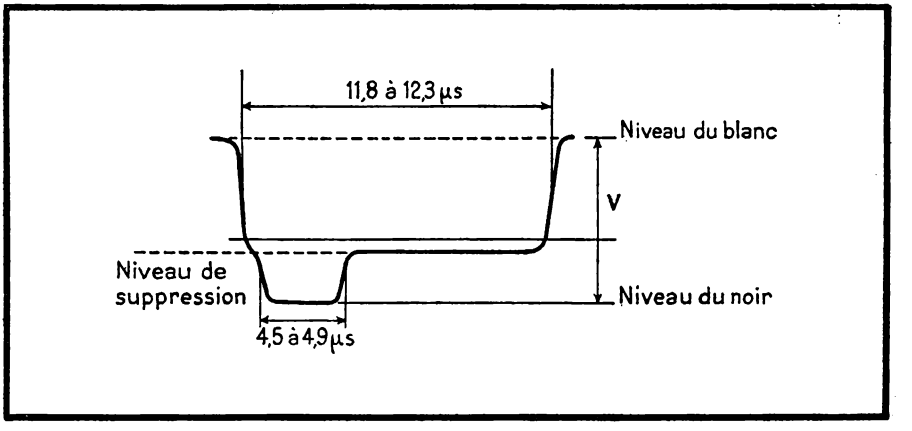
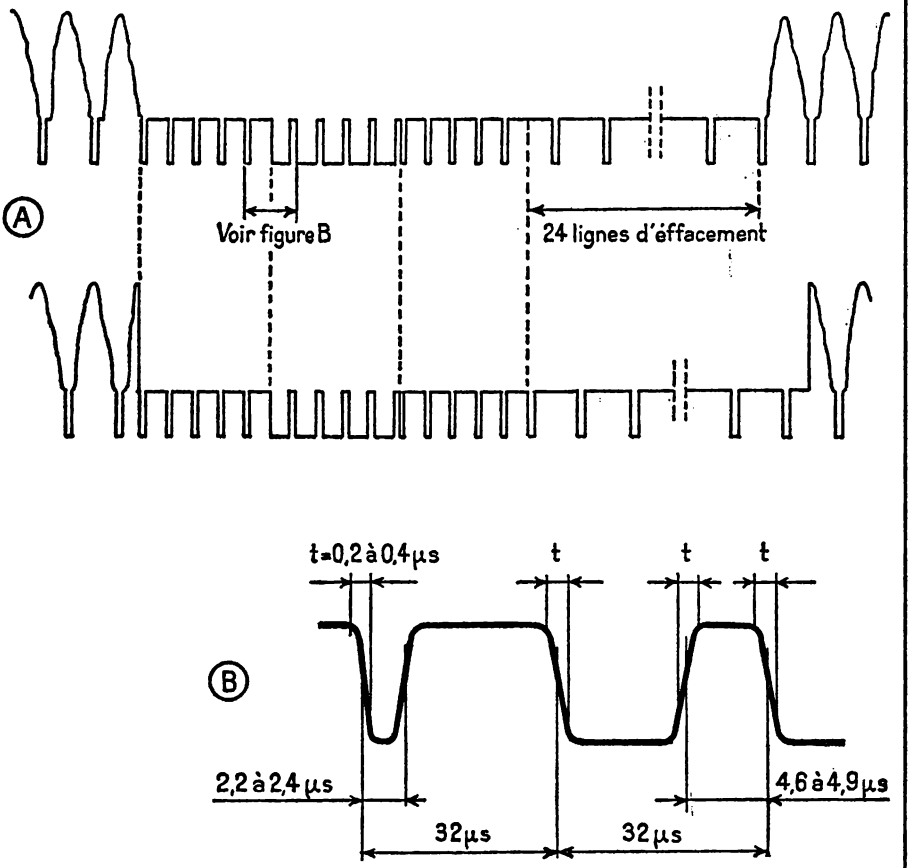


Fig. 1-7. — Synchronisation de deux lignes en 625 lignes.

Largeur de l'impulsion	4,5 à 4,9 µs
Temps de montée	200 à 400 ns
Niveau	3 % de l'amplitude max.



Le signal complet de synchronisation images (ou trames) est composé de 5 impulsions normales, précédées de 5 impulsions de préégalisation et suivies de 5 impulsions de postégalisation.

Largeur des impulsions normales	27,1 à 27,5 µs
Largeur des impulsions d'égalisation	2,2 à 2,4 µs
Niveau	3 % de l'amplitude max.
Durée du signal de suppression lignes	12,1 µs
Durée d'une ligne	64 µs
Durée des signaux de suppression trames	23 lignes
Durée de la séquence des signaux d'égalisation	2,5 lignes
Durée de la séquence des signaux de synchronisation	2,5 lignes

Fig. 1-8. — Synchronisation de deux demi-images en 625 lignes, et détail des impulsions de préégalisation.

6,5 MHz. Par exemple, le canal 21 s'étend de 470 à 478 MHz. La porteuse vision est à 471,25 MHz et la porteuse son à 477,75 MHz. Le canal est utilisé au maximum, il y a même un léger débordement sur le canal voisin. On obtient ainsi la meilleure image possible avec la définition 625 lignes et on prépare au mieux l'avenir de la couleur.

Ces 48 canaux U.H.F. permettront de couvrir toute la France avec trois programmes (2e, 3e et 4e programmes) dont un sera certainement en couleurs. On voit que la normalisation actuelle est prévue pour de nombreuses années. De plus, les canaux ont été répartis de telle façon que la même antenne puisse les recevoir. Les deux antennes actuelles (V.H.F. et U.H.F.) ne nécessiteront donc pas de nouvelles adjonctions.

Le fait que tous les standards U.H.F. soient en 625 lignes permet les échanges de programmes directement entre tous les pays couverts par les relais Eurovision et Intervision, sans convertisseur de standard, ce qui offre une qualité d'image bien supérieure.

CHAPITRE 2

La technologie des transistors

I. SEMICONDUCTEURS

Un semiconducteur est un corps dont la résistivité (ρ = Ω . cm) se classe entre celle des conducteurs (ρ = $\mu\Omega$. cm) et celle des isolants (ρ = 10^8 à 10^{17} Ω . cm) à la température ordinaire (20°C).

La résistivité est l'inverse de la conductibilité. Un corps est dit conducteur lorsque, sous l'effet d'un champ électrique, des charges électriques peuvent s'y déplacer. Ces charges sont généralement des électrons. Par contre dans les électrolytes et les gaz ionisés, les charges sont des ions chargés positivement ou négativement, issus d'une transformation chimique au moins temporaire.

Les électrons qui peuvent se déplacer sont ceux de la couche externe des atomes, car les autres sont trop fortement liés au noyau pour pouvoir lui échapper.

Dans un atome isolé, les électrons ne peuvent occuper que des niveaux d'énergie bien définis. Lorsqu'on approche plusieurs atomes les uns des autres, les niveaux d'énergie possibles se dédoublent et sont séparés par des bandes interdites. Les électrons participant aux liaisons atomiques sont dans la bande de valence. Certains électrons très faiblement liés au noyau et pratiquement libres sont dans la bande de conduction (fig. 2-1).

Les *isolants* possèdent une bande interdite large, si bien qu'aucun électron de valence ne peut sauter dans la bande de conduction. Aucun électron n'est libre, la conductibilité électrique est nulle.

Les *semiconducteurs* sont identiques aux isolants, mais la bande interdite est beaucoup moins large. Au zéro absolu, l'agitation thermique est nulle, il n'y a pas d'électrons libres et le semiconducteur est un isolant. Lorsque la température augmente, l'agitation thermique devient suffisante pour que des électrons franchissent la bande interdite, passent dans la bande de conduction et deviennent libres. La conductibilité des semiconducteurs croît avec la température et leur résistivité diminue.

Les *conducteurs* ont une bande interdite presque inexistante et des électrons se trouvent toujours dans la bande de conduction. Ces corps sont toujours conducteurs même au zéro absolu. A cette température la résistivité est très inférieure à celle à la température normale.

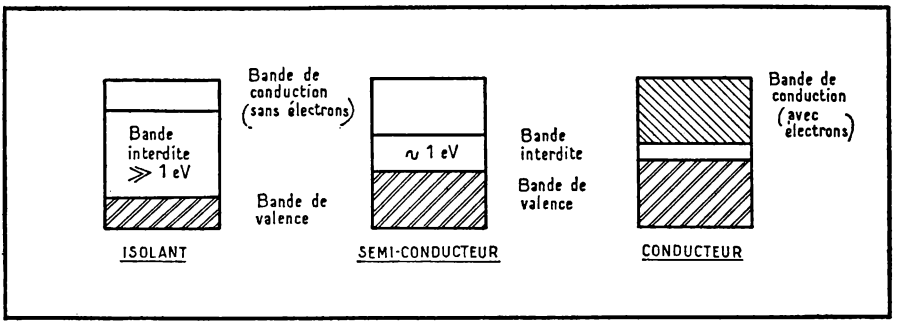


Fig. 2-1. — Mécanisme théorique de la conduction.

Les semiconducteurs purs, à 20°C, ont une largeur de bande interdite qui nécessite, pour la franchir, une énergie comprise entre 0,1 et 3 eV.

L'agitation thermique qui libère un électron, laisse à sa place un manque d'électron appelé « trou ». Celui-ci peut se combler par la chute d'un électron voisin, ce qui crée un nouveau trou et ainsi de suite. Un électron est une charge négative.

Un trou correspond donc à une charge positive. Dans un cristal semiconducteur l'agitation thermique crée autant d'électrons que de trous. Leur nombre est d'autant plus important que la température est plus élevée. On dit alors que le cristal est *intrinsèque*. Ceci n'est vrai que si le cristal est parfaitement pur. C'est pourquoi dans la pratique on dit qu'un semiconducteur non dopé est intrinsèque.

Une faible contamination modifie profondément la résistivité du semiconducteur, qui diminue et peut devenir voisine de celle des conducteurs. Sa résistivité varie sous l'effet d'un champ, d'un courant, de la chaleur, de la lumière ou d'un bombardement de particules. C'est un détecteur au sens large qui offre également une possibilité d'amplification.

Les semiconducteurs appartiennent au groupe IV de la classification périodique de Mendéléev, c'est-à-dire que chaque atome possède quatre électrons de valence.

Les impuretés ont soit trois, soit cinq électrons de valence. Les principales, pour le groupe III, sont :

— le bore (B) ;
— l'aluminium (Al) ;
— le gallium (Ga) ;
— l'indium (In).

Ce sont des *accepteurs* qui forment avec le germanium ou le silicium des semiconducteurs du type *p* à *conduction lacunaire*. En effet, il manque un électron de valence à l'impureté par rapport au semiconducteur, d'où la création d'un trou ou d'une lacune.

Les impuretés du groupe V principalement utilisées sont :

— le phosphore (P) ;

— l'arsenic (As) ;

— l'antimoine (Sb).

Ce sont des *donneurs* qui forment avec le germanium et le silicium des semiconducteurs du type *n* à *conduction électronique*. Ici, il y a un électron de valence en trop.

Un électron et un trou finissent toujours par se *recombiner* à moins qu'on ne les sépare. Un état d'équilibre s'établit lorsqu'il se crée autant de paires électron-trou qu'il n'en disparaît. Le temps de recombinaison dépend de la pureté du cristal, il est de l'ordre de la milliseconde.

On dit qu'un matériau est *intrinsèque* lorsqu'il est en état d'équilibre et comprend autant de trous que d'électrons.

Un matériau est *dopé* lorsqu'il contient un excès de donneurs (*n*) ou d'accepteurs (*p*) ; il est alors *extrinsèque*.

Les *porteurs majoritaires* dans un matériau sont ceux qui correspondent au dopage : les trous dans une région *p* et les électrons dans une région *n*.

Les *porteurs minoritaires* sont les porteurs inverses du dopage : les trous dans une région *n* et les électrons dans une région *p*.

Une *jonction* est le contact d'une zone *p* avec une zone *n*. Il se forme à son voisinage une double couche de charge d'espace ou *zone désertée* qui donne les propriétés de redressement.

Si on applique une tension extérieure qui rend la zone *p* positive et la zone *n* négative, le saut de potentiel à la jonction diminue et un courant important prend naissance. La jonction est polarisée dans le *sens direct*.

Si on inverse la polarité, la barrière de potentiel est plus élevée et interdit presque complètement le passage. La jonction est polarisée dans le *sens inverse*.

Si la tension inverse dépasse une certaine valeur, le courant de fuite, jusque-là très faible, augmente fortement. C'est que la *tension de claquage* de la jonction est atteinte. Deux mécanismes peuvent intervenir : le claquage par *effet Zener* ou par *effet d'avalanche*.

Effet Zener : le champ dans la zone désertée est si intense qu'il peut arracher des électrons de valence. Ceux-ci contribuent au courant de fuite sur toute la surface de la jonction. Le courant augmente très vite pour une tension bien définie, c'est le coude de Zener de la caractéristique.

Effet d'avalanche : les électrons libres soumis au champ acquièrent une vitesse telle qu'ils sont capables d'ioniser les atomes. Le nombre des électrons libres se trouve ainsi multiplié. Pour le silicium, par exemple, l'effet d'avalanche débute par une intensité de champ de 5.10^5 V/cm, inférieure à celle nécessaire pour l'effet Zener qui est de 10^6 V/cm.

Le claquage par effet Zener ne se produit que dans des zones désertées très minces ; c'est-à-dire dans des matériaux très fortement dopés dont la tension de claquage est inférieure à 10 V.

Pour les autres matériaux, c'est l'effet d'avalanche qui est primordial, et le coude de la caractéristique est moins brusque.

Pour augmenter la valeur de la tension de claquage, il faudrait une zone intrinsèque ou très faiblement dopée entre les deux zones *n* et *p*. Il est impossible de fabriquer une zone intrinsèque, mais des dispositifs ont été prévus avec une zone très faiblement dopée à résistivité élevée. Avec $\rho = 250\ \Omega$. cm et $i_{\text{fuite}} = 250\ \mu A$, on a pu atteindre 3 500 V de tension de claquage pour une jonction au silicium.

Caractéristique directe

La courbe de la caractéristique d'une jonction polarisée dans le sens direct montre un coude, puis une droite jusqu'à la saturation et la destruction de la jonction par *emballement*.

Ce coude détermine une *tension de seuil* en-dessous de laquelle la détection n'est pas linéaire. Elle est d'autant plus élevée que la bande interdite du semiconducteur est plus large : Si = 0,7 à 0,9 V ; Ge = 0,4 à 0,5 V.

Après avoir franchi la jonction les électrons ou les trous se recombinent avec les porteurs majoritaires. La valeur moyenne du temps de vie des électrons et des trous varie de 1 µs à 1 ms selon le dopage du semiconducteur. On appelle « *durée de vie* » d'un semiconducteur, le temps qu'un électron et un trou mettent à se recombiner. Plus le semiconducteur est pur, plus sa durée de vie est longue. Au cours de leur existence, un trou ou un électron parcourent une certaine distance appelée : *longueur de diffusion*. La mobilité des électrons est beaucoup plus grande que celle des trous.

La résistance série, ou résistance directe de la jonction détermine la pente maximale de la caractéristique. Pour la réduire on agit sur le dopage du semiconducteur, et par conséquent sur sa résistivité et sur sa durée de vie. Pour les diodes de puissance au silicium, la durée de vie optimale est de 5 µs. A ce moment la densité de courant peut atteindre 300 A/cm² pour une chute de tension de 1 V.

II. GERMANIUM

Son existence a été prédite par Mendéléev en 1871 ; il occupe la 32e place de son tableau dans le groupe IV. Il a été découvert en 1885 par Winkler dans une mine d'argent de Saxe.

1. Caractéristiques

— Poids spécifique : 5,5.

— Température de fusion : 960°C. (Il brûle à l'air libre ; on doit le fondre sous vide ou sous atmosphère inerte.)

— Atome à 32 électrons en 4 couches (2 - 8 - 18 - 4).
— Largeur de la bande interdite : 0,62 eV.
— Concentration intrinsèque (charges par cm^3) : $6{,}2 \cdot 10^{13}$.
— Concentration résiduelle des impuretés actives (par cm^3) : 10^{13}.
— Mobilité des électrons : 3 900 cm^2/Vs.
— Mobilité des trous : 1 800 cm^2/Vs.
— Durée de vie des charges libres : < 1 ms.
— Résistivité intrinsèque : 60 Ω . cm, elle est divisée par 15 pour un atome d'impureté sur 10^8 atomes.
— Coefficient de température : négatif.

Le courant inverse double pour une augmentation de température de 12°C, la caractéristique directe augmente de 2 mV par degré C.

2. Extraction, purification

Aux U. S. A., le germanium est recherché dans les résidus de l'industrie du zinc. Les sulfures sont grillés, transformés en oxydes puis réduits.

En Angleterre, les suies de calcination de certaines houilles contiennent entre 0,1 et 1 % d'oxyde de germanium.

En France, en Belgique et en Allemagne, on part des sous-produits de l'industrie du zinc et du cadmium.

La *purification chimique* doit être poussée au maximum par distillations successives et par transformations chimiques. Le contrôle s'effectue par analyse spectrographique. Ces opérations sont effectuées dans des laboratoires alimentés en air filtré et sans poussières, dans lesquels des précautions draconiennes sont prises pour éviter toute contamination : peinture des murs, revêtement des sols, métaux des appareils de mesure, etc... Les produits utilisés sont spectrographiquement purs : air, eau, gaz, etc... Les réactions sont obtenues dans des appareils en quartz décapés et dégazés.

On passe par l'étape intermédiaire qui consiste à avoir un oxyde de germanium que l'on réduit par l'hydrogène au four vers 650°C. Le germanium est fondu à 1 000°C toujours sous atmosphère réductrice et l'on obtient un lingot multicristallin. (ρ entre 10 et 30 Ω . cm.)

La *purification physique* permet d'éliminer une grande partie des impuretés restantes. Le germanium commercial peut avoir une résistivité comprise entre 40 et 55 Ω . cm, alors que théoriquement sa résistivité est de 60 Ω . cm. Ces valeurs correspondent à 1 atome d'impureté pour 10^{12} atomes. La durée de vie atteint 1,5 ms.

Cette purification est basée sur le fait que les impuretés sont plus solubles dans le germanium liquide que dans le germanium solide. C'est la méthode par fusion localisée ou fusion de zone.

On place le lingot dans sa nacelle horizontalement dans un tube de quartz (fig. 2-2). Des anneaux de chauffage par induction se déplacent le long du tube, à moins que ce ne soit la nacelle qui soit mobile dans le tube. Ainsi une zone étroite du cristal fond. Elle se déplace lentement d'une extrémité à l'autre du barreau. S'il y a plusieurs anneaux H.F. il y a plusieurs

zones liquides qui se déplacent dans le même sens. La concentration en impuretés de la phase liquide augmente vers l'extrémité du cristal qui est coupée ensuite. Cette purification doit avoir lieu sous vide.

3. Extraction du monocristal

Afin qu'une jonction porte sur une même architecture moléculaire, il est indispensable de transformer le lingot multicristallin obtenu en un lingot monocristallin.

On utilise pour cela la méthode de Czochralski (1917) qui consiste à tremper un germe convenablement orienté dans un bain en fusion et à tirer

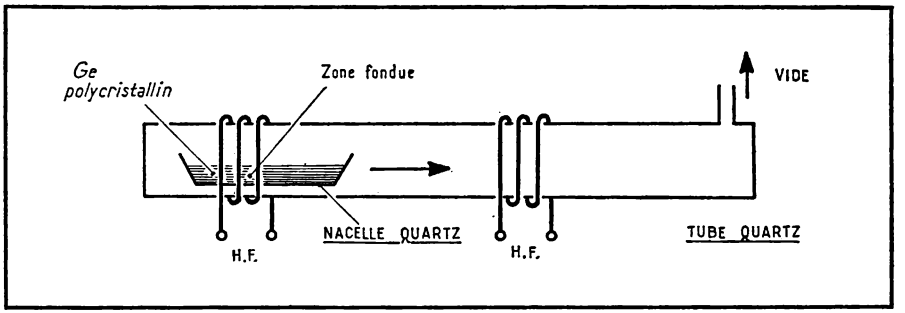


Fig. 2-2 (ci-dessus). — Purification physique par fusion localisée.

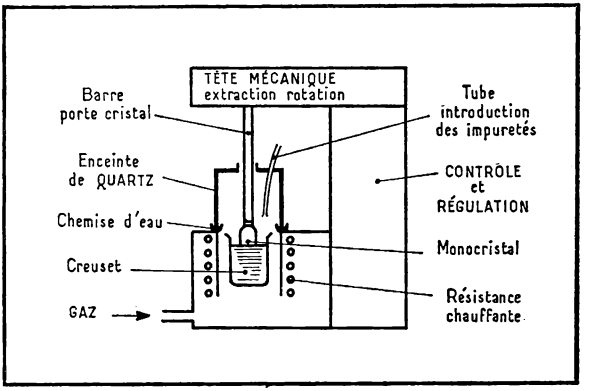


Fig. 2-3. — Extraction du monocristal selon la méthode Czochralski.

un lingot. Ce dernier est un monocristal orienté de la même façon que le germe. Un germe est un morceau de monocristal convenablement orienté découpé dans un lingot précédemment obtenu.

Le germanium cristallise dans le système cubique à faces centrées (diamant), l'axe de tirage le plus utilisé est la diagonale du cube : axe 1. 1. 1.

On opère dans un creuset chauffé vers 1 000°C sous atmosphère inerte ou réductrice. La température doit être régulée avec une grande précision. La barre porte-cristal tourne sur elle-même de quelques dizaines de tours par minute pour une bonne homogénéisation de la température. Elle s'élève de 2 à 3 mm par minute pour « tirer » le monocristal (fig. 2-3).

C'est dans le creuset que l'on ajoute les impuretés *n* ou *p* en quantité rigoureusement contrôlée pour doper le monocristal selon son utilisation ultérieure.

III. SILICIUM

Il a été isolé par Berzélius en 1823 ; il est très répandu sur la planète sous forme de silice (SiO_2).

1. Caractéristiques

— Poids spécifique : 2,33.

— Température de fusion : 1 420°C, liquide c'est un réducteur puissant et chimiquement très actif. Il faut prendre de grandes précautions pour éviter sa contamination ; en particulier opérer sous vide dans des creusets de silice pure.

— Atome à 14 électrons en 3 couches (2. 8. 4).

— Largeur de la bande interdite : 1,1 eV.

— Concentration intrinsèque (charges par cm^3) : $1{,}4 \cdot 10^{10}$.

— Concentration résiduelle des impuretés actives (par cm^3) : $5 \cdot 10^{13}$.

— Mobilité des électrons : 1 400 cm^2/Vs.

— Mobilité des trous : 500 cm^2/Vs.

— Durée de vie des charges libres : < 300 μs.

— Résistivité intrinsèque : 63 000 Ω . cm.

— Coefficient de température : négatif.

Le courant inverse double pour une augmentation de température de 8°C, la caractéristique directe augmente de 2 à 4 mV par degré C.

2. Extraction, purification

On part généralement de la silice, des silicates ou du tétrachlorure de silicium.

Le silicium est plus répandu que le germanium, mais il est plus difficile à obtenir étant donné sa température de fusion plus élevée et sa grande affinité chimique qui oblige à prendre des précautions considérables.

La purification chimique complexe est suivie d'une purification physique soit par fusion de zone à déplacement horizontal, soit par *zone flottante* à déplacement vertical. Ici, le lingot est maintenu verticalement dans le tube de quartz ce qui élimine la nacelle et un risque de contamination. Les anneaux de chauffage H.F. se déplacent de haut en bas provoquant une zone fondue de 1,3 cm d'épaisseur. Celle-ci ne s'écoule pas, car elle est maintenue par les forces de cohésion des molécules de silicium. L'opération a lieu sous vide ($\rho = 1\,000$ Ω . cm).

3. Extraction du monocristal

Cette extraction a lieu, soit par tirage comme pour le germanium, soit par zone flottante. On observe, en effet, que cet anneau liquide libre permet

une orientation uniforme des molécules. A ce moment le dopage a lieu par diffusion gazeuse de l'impureté désirée. Celle-ci est envoyée sous la pression voulue dans le tube de quartz.

Le tirage est le plus utilisé. On procède comme pour le germanium, mais avec une régulation de la température encore plus rigoureuse et des précautions encore plus poussées pour éviter toute contamination.

La croissance du monocristal est plus lente que celle du germanium. Le germe tourne entre 1 et 3 tours par minute et la croissance est de 20 à 60 mm par heure.

IV. USINAGE DU MONOCRISTAL

Pour fabriquer des dispositifs à semiconducteur, il faut découper le monocristal de germanium ou de silicium en pastilles de dimensions appropriées.

Pour cela on fixe le monocristal sur une plaque de verre, et, au moyen de disques diamantés, on le débite en rondelles. Il faut arroser le cristal pour éviter un échauffement excessif. Les rondelles sont ensuite rodées pour enlever les parties perturbées et obtenir deux surfaces très régulières et parfaitement parallèles. Par exemple, une rondelle découpée avec une épaisseur de 0,45 mm est rodée à 0,25 mm d'épaisseur à $\pm$ 1 μ près. Le parallélisme doit être rigoureux à $\pm$ 0,1 μ près. Comme l'épaisseur du trait de scie est de 0,35 à 0,40 mm. On voit que la perte de matière est importante. Les boues sont récupérées, filtrées et purifiées à nouveau.

Ensuite, la rondelle est découpée en pastilles. Elle est fixée sur une plaque de verre et découpée soit par des réseaux de fils diamantés, soit par une pointe de diamant. Un fil d'acier diamanté donne une largeur de trait de 0,12 mm, tandis qu'un diamant ne produit une découpe que de 1 μ.

Ainsi, il y a beaucoup moins de matière perdue et une rondelle peut produire un plus grand nombre de pastilles. Par exemple, une rondelle de 2,5 cm de diamètre découpée au diamant peut donner 3 000 transistors du type planar miniature. Les pastilles sont à peine visibles à l'œil nu. On imagine la précision requise pour cette fabrication.

Les pastilles une fois découpées sont décapées à l'acide, lavées et séchées pour faire disparaître les perturbations du réseau cristallin dues à l'usinage.

V. FABRICATION DES DIODES A POINTE AU GERMANIUM OU AU SILICIUM

Le fil de sortie 1 (fig. 2-4), sa perle de verre, la rondelle en étain ou en or et la pastille de germanium ou de silicium dopée *n* sont montés et soudés. L'ensemble est introduit dans le tube de verre qui est soudé à la perle de verre. Le tout est décapé, lavé et séché.

La sortie 2 est soudée à sa perle de verre. On fixe à son extrémité la pointe par soudure électrique. Elle est constituée par un fil en S de 85 μ de diamètre en tungstène-molybdène, en or-gallium ou en aluminium qui sont

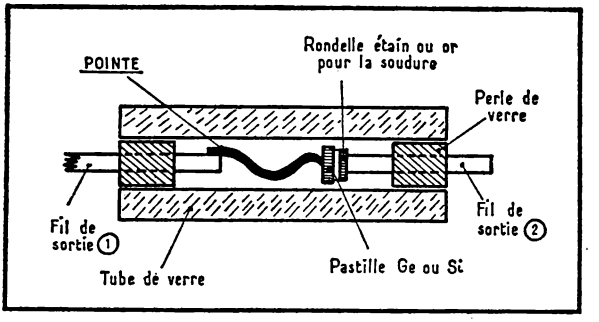


Fig. 2-4. — Constitution schématique d'une diode à pointe.

des accepteurs (*p*). La pointe est affûtée par une coupe en biais. L'ensemble 2 est introduit dans le tube de verre. La pression de la pointe sur le cristal est réglée avec précision. La perle est soudée au tube de verre.

Un courant dans le sens direct est envoyé dans la diode de façon que la pointe se soude sur la pastille créant une microjonction *p* de quelques microns de diamètre.

Enfin, le tube est peint en noir pour éviter l'action de la lumière sur la jonction.

On obtient trois grandes classes de diodes à pointe :

	Courant direct à + 1 V	Tension inverse max. admissible	Résistance inverse moyenne
Ge pointe tungstène . .	10 à 50 mA	25 à 100 V	0,5 MΩ.
Ge pointe or	20 à 200 mA	20 à 150 V	2 MΩ.
Si pointe aluminium . .	10 à 100 mA	10 à 200 V	500 MΩ.

Les diodes au germanium conviennent pour la détection des signaux à bas niveau à cause du coude plus réduit de la caractéristique directe. Elles sont limitées à 85°C. Certains modèles miniatures fonctionnent jusqu'à 1 000 MHz.

Les diodes au silicium tiennent jusqu'à 150°C ; elles ont un courant inverse très faible (10^{-7} A) et un effet Zener plus accentué.

VI. PROCÉDÉS DE FABRICATION D'UNE JONCTION

Il s'agit d'établir une jonction *p-n* pour la fabrication des diodes et deux jonctions (*p-n-p* ou *n-p-n*) pour la fabrication des transistors. Plusieurs procédés peuvent être utilisés.

1. Jonction par alliage

C'est la plus classique et la plus ancienne des méthodes. Elle est employée pour la fabrication de diodes de toutes puissances et pour les transistors basse fréquence.

La pastille de germanium est souvent dopée *n* ; il faut donc utiliser un corps du type *p* pour obtenir une jonction. Le plus fréquemment c'est l'indium qui est préféré.

La pastille de silicium est assez fréquemment dopée *p*, ce sont donc l'antimoine, l'arsenic ou le phosphore (*n*) qui sont employés. Lorsque le silicium est dopé *n*, c'est l'aluminium (*p*), qui est choisi.

L'impureté convenable est placée sur le cristal ; elle se présente sous la forme d'une bille de dimension strictement déterminée selon la nature et la puissance de la jonction à obtenir. L'ensemble est placé dans un four porté à une température convenable. Elle doit être en tous cas inférieure à la température de fusion du semiconducteur. La bille fond, ainsi qu'une fraction de la surface du cristal. Il s'est formé un alliage eutectique.

On peut déterminer ainsi, la composition de l'alliage, la profondeur et la surface de la jonction. Il est important d'obtenir une jonction bien régulière, de profondeur constante, plane, avec un coefficient de dilatation voisin de celui du cristal pour éviter les contraintes mécaniques et avec une conductibilité électrique et thermique élevée. Ces prescriptions sont particulièrement importantes pour le silicium qui fonctionne à une température plus élevée que le germanium.

2. Alliages de contact

Pour effectuer les sorties, il faut pouvoir souder un fil ou le boîtier au cristal ou à l'alliage de jonction. Cette soudure ne doit pas créer une nouvelle jonction, mais seulement une résistance de contact la plus faible possible. Il faut donc doper l'alliage de contact de la même façon que le cristal ou que la jonction.

L'or avec 1 % d'antimoine donne un contact *n* très employé. L'aluminium procure un contact *p*, mais il se soude difficilement. Il faut donc un alliage intermédiaire : argent-aluminium, argent-indium ou argent-gallium.

Les contacts sont effectués par alliage direct, par évaporation sous vide ou par thermo-compression.

3. Jonction par diffusion

Lorsqu'on chauffe un semiconducteur dans une enceinte inerte contenant le gaz d'une impureté, les atomes libres de l'impureté pénètrent dans le cristal.

On utilise cette méthode, soit pour diffuser une impureté dans un cristal intrinsèque au cours de la purification par zone flottante par exemple, soit pour diffuser une impureté de même signe ou de signe contraire dans un cristal déjà dopé. Si l'impureté est du même signe il s'agit de renforcer

le dopage en surface. Si l'impureté est de signe contraire c'est pour créer une jonction.

Il se crée une jonction à l'endroit où la concentration en atomes donneurs et en atomes accepteurs est égale. La couche diffusée est la région superficielle dans laquelle la concentration de l'impureté diffusée est supérieure à celle de l'impureté présente avant la diffusion.

Les couches obtenues par diffusion sont de faible épaisseur (quelques microns), elles dépassent rarement 10 μ.

Il se produit également une diffusion imprécise en dessous d'un alliage. En effet, les atomes diffusent plus rapidement qu'ils ne s'allient.

On adopte le procédé de jonction par diffusion pour la fabrication des diodes de puissance au silicium et des transistors H.F.

VII. FABRICATION DES DIODES A JONCTION ALLIÉE AU GERMANIUM OU AU SILICIUM

Les diodes à jonction au germanium tendent à disparaitre, elles sont remplacées par les diodes au silicium, plus intéressantes.

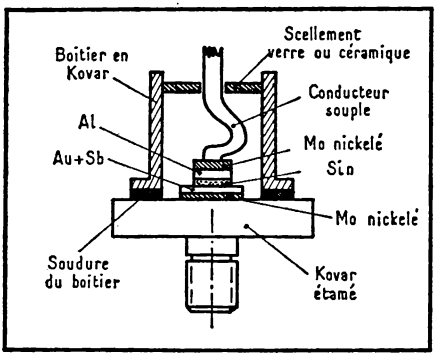


Fig. 2-5. — Représentation schématique d'une diode de puissance au silicium par alliage.

Leur fabrication schématique est donnée sur la figure 2-5. La pastille de silicium dopée *n* est soudée sur l'embase de kovar (27 % Ni + 19 % Co + 54 % Fe) par l'intermédiaire d'un disque d'or-antimoine et d'un disque de molybdène nickelé. La jonction par alliage est obtenue par un disque d'aluminium (*p*) soudé à un disque de molybdène nickelé qui reçoit le fil de sortie souple de section suffisante. Le boîtier est en kovar peint en noir mat extérieurement. L'isolement de la sortie supérieure est assuré par un scellement de verre ou de céramique.

Les dimensions de la jonction sont fonction de la puissance de la diode On admet une densité de courant de 250 à 300 A par cm^2 de jonction. Leur capacité est assez élevée, c'est pourquoi elles ne sont pas utilisées en H.F.

La tension inverse peut atteindre 3 000 V pour les modèles les plus récents et dont la fabrication est décrite au paragraphe suivant. Le courant inverse reste faible même à 150°C (entre 1 et 20 mA). La chute de tension

directe est de 1 V à pleine puissance. Le rendement d'un tel redresseur atteint 98 %.

Il existe des modèles miniatures dissipant quelques milliwatts et des modèles de grande puissance admettant plusieurs centaines d'ampères montés sur radiateurs et refroidis par un courant d'air.

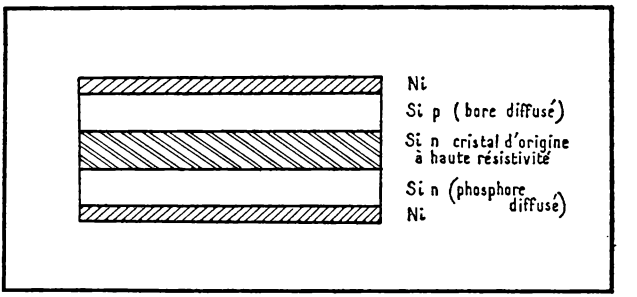


Fig. 2-6. — Double diffusion d'un cristal de silicium pour diode de puissance.

Certaines diodes sont spécialement construites pour mettre en relief l'effet Zener ; elles sont dimensionnées en fonction de la puissance à absorber. Les modèles miniatures admettent 50 mA, d'autres, montés sur ailette de refroidissement, atteignent plusieurs ampères. Les tensions de Zener sont comprises entre 3 et 24 V. Les diodes Zener pour tensions élevées utilisent plutôt l'effet d'avalanche.

VIII. FABRICATION DES DIODES AU SILICIUM PAR DIFFUSION

Une fabrication récente mérite d'être signalée. On part d'un cristal *p* à haute résistivité Π (bore) très peu dopé. Il est oxydé par de la vapeur d'eau et dopé par des vapeurs de P_2O_5. Une pellicule vitrifiée assure la diffusion du phosphore *n*. On abrase une face du cristal de silicium de façon à enlever la couche de SiO_2 et la couche diffusée *n*. On effectue une seconde diffusion avec des vapeurs de BCl_3. Le bore diffuse une couche *p*, tandis que l'autre face est protégée par la couche d'oxyde. On obtient, après décapage des tranches du cristal, la jonction *p*-Π-*n* (fig. 2-6). Il suffit de décaper la couche de protection SiO_2 et de déposer par évaporation sous vide une couche de nickel sur chacune des faces pour effectuer la soudure des sorties.

Une telle diode permet d'atteindre une tension de claquage de 3 000 V sous une intensité directe de 20 A (densité 300 A/cm^2 pour 1 V de chute directe).

IX. FABRICATION DES DIODES ÉPITAXIALES PASSIVÉES ET DIFFUSÉES

Il faut définir tout d'abord ce qu'est l'épitaxie. On place dans un four chauffé à 1 200°C un disque de silicium. Un courant d'hydrogène et de tétrachlorure de silicium passe dans le four. L'hydrogène réduit le tétrachlorure

et le silicium se dépose sur le cristal en couche épitaxiale. C'est-à-dire que par suite du champ de forces du cristal support, les atomes de la couche se déposent selon la même structure monocristalline. On a donc le moyen de déposer une couche sur un disque de silicium sans altérer la structure monocristalline indispensable pour le bon fonctionnement d'une jonction. La croissance de la couche est de 1 μ par minute ce qui permet de connaître avec précision la constitution du cristal.

La couche épitaxiale peut ensuite être dopée partiellement ou totalement par des vapeurs de PH_3 (n) ou de B_2H_6 (p).

La fabrication des diodes s'effectue de la façon suivante : on part d'une pastille de Si à faible résistivité sur laquelle on dépose une couche épitaxiale de Si à résistivité élevée. La diode est réalisée entièrement dans la couche mince par diffusion. Elle est dite passivée, car une couche de SiO_2 protège le cristal à chacun des stades de la fabrication. On obtient ainsi des diodes miniatures à temps de commutation inférieur à 2 ns, pour un courant direct

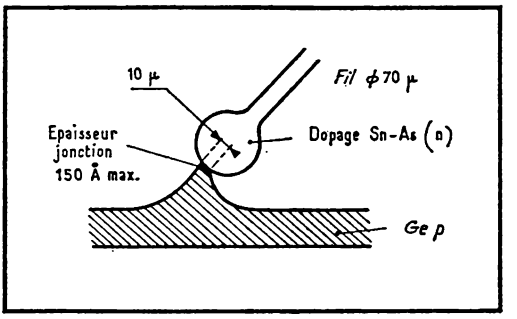


Fig. 2-7. — Représentation schématique de la jonction d'une diode tunnel.

de 50 mA pour 1 V de chute. Ces diodes sont utilisées dans les circuits de commutation à grande vitesse.

X. FABRICATION DES DIODES DIVERSES

1. Diode tunnel

La figure 2-7 donne la représentation schématique d'une diode tunnel au germanium. On part d'une pastille de germanium très dopée (10^{10} atomes d'impuretés p par cm^3). On soude très rapidement un fil de 70 μ ayant à son extrémité une petite boule de soudure à l'étain dopée à l'arsenic (n) de façon à obtenir une jonction de faible épaisseur (70 à 150 Å). Enfin, une attaque électrolytique réduit la surface de la jonction jusqu'à obtenir la valeur de I_P désirée.

Une diode à jonction ordinaire polarisée à l'envers ne laisse pas passer de courant à moins que l'on dépasse la tension de claquage. Celle-ci dépend du degré de dopage du semiconducteur. En augmentant le dopage on réduit

cette tension même jusqu'à 0 V. En augmentant encore la concentration de l'impureté choisie, on observe que la diode est en régime de claquage inverse même sous une faible tension directe. De part et d'autre du zéro la diode se comporte comme une résistance très faible (O A) (fig. 2-8). Puis, si on augmente la tension directe on sort de la zone de claquage et le courant direct diminue (A B). Puis, en augmentant encore la tension directe, le courant commence à passer selon le processus normal de conduction de la diode en sens direct (B C).

En A : courant de pic (i_P) pour tension de pic (V_P) ;
B : courant de vallée (i_V) pour tension de vallée (V_V) ;
C : pic direct (forward peak), c'est le même courant de pic (i_P) pour une tension plus élevée V_{fp}.

Entre A et B, cette diode présente une résistance négative qui est utilisable. La pente de la courbe $i = f(V)$ est négative, d'où dI/dV est une conductance. Par exemple la THP 921 $= -6{,}6 \cdot 10^{-3}$ mho, soit $-150\ \Omega$.

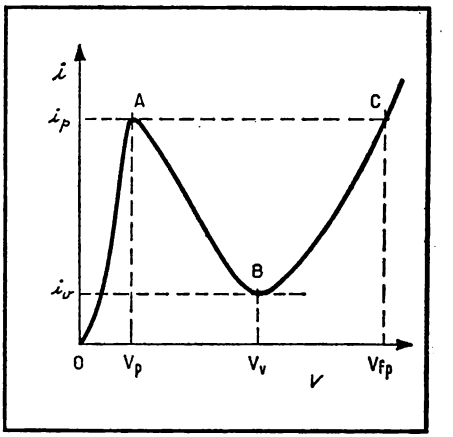


Fig. 2-8. — Courbe caractéristique d'une diode tunnel.

Les diodes au germanium ont en moyenne les valeurs suivantes :
$V_P = 60$ mV ; $V_V = 320$ mV ; $V_{fp} = 470$ mV valeur à ne pas dépasser.
I_P = entre 1 et 20 mA selon les modèles ; $I_P/I_V = 10$; $C/I_P = 3$ à 4 pF/mA permet la commutation rapide de l'ordre de la nanoseconde.

Les diodes à l'arseniure de gallium fonctionnent pour des tensions un peu plus élevées : $V_P = 120$ mV ; $V_V = 600$ mV ; $V_{fp} = 1$ V ; I_P entre 0,5 et 22 mA. Ces diodes sont utilisées en commutation, pour les mémoires, les multivibrateurs et les oscillateurs. Il existe en laboratoire des tuners U.H.F. pour télévision, à diode tunnel, qui pourraient être adoptés sur le matériel professionnel.

2. Diode à capacité variable

Plus on augmente la tension inverse appliquée à une diode à jonction, sans atteindre la tension de claquage, plus on augmente la largeur de la zone désertée. Cette diode offre une certaine capacité : les zones *p* et *n* sont les armatures, la zone désertée est le diélectrique. Comme son épaisseur varie en fonction de la tension inverse, la capacité diminue lorsque la tension augmente.

On adopte généralement une diode à jonction au silicium peu dopée, dans laquelle par construction on cherche à réduire la capacité et l'inductance parasites. Ainsi, pour 20 V de variation de tension, on obtient une variation de capacité de quelques dizaines de picofarads.

Elles sont utilisées pour la commande automatique de fréquence (C.A.F.) dans les circuits son à modulation de fréquence, et dans les téléviseurs pour l'accord des circuits V.H.F. et U.H.F.

3. Photodiode à jonction

Elles convertissent directement l'énergie lumineuse en énergie électrique.

Par exemple, le silicium absorbe les radiations de λ inférieure à 1,2 μ. Tout photon d'énergie supérieure au seuil photoélectrique est absorbé dans le semiconducteur. Il libère un électron lié au réseau cristallin ; il y a création d'une paire électron-trou. L'effet photo-voltaïque se manifeste si on peut séparer les charges électriques avant que la paire électron-trou ne soit recombinée. C'est la barrière de potentiel de la jonction qui opère cette séparation. On assiste à une accumulation d'électrons dans la région *n* et de

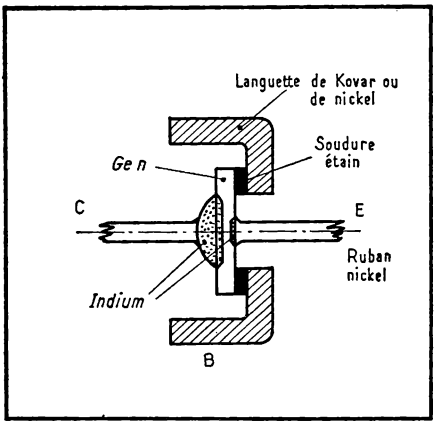


Fig. 2-9. — Transistor B.F. au germanium de faible puissance par alliage.

trous dans la région *p*. Les durées de vie des porteurs minoritaires étant faibles, il faut que la jonction soit à moins de 1 μ de la surface du cristal. C'est donc une jonction par diffusion qui seule permet d'obtenir une couche aussi mince, étendue et uniforme.

Une diode au silicium a une sensibilité à 25°C comprise entre 0,02 et 0,5 μA/lumen selon l'éclairement et la nature de la lumière.

Une diode au germanium placée dans les mêmes conditions donne une sensibilité comprise entre 0,07 et 0,15 μA/lumen.

La sensibilité maximale des photodiodes se situe dans l'infra-rouge vers 1,4 μ pour le germanium, et 1 μ pour le silicium. La sensibilité maximale de l'œil humain est obtenue pour une longueur d'onde de 0,55 μ. On les utilise dans les circuits de comptage, de sécurité et de surveillance.

XI. FABRICATION DES TRANSISTORS PAR ALLIAGE

1. Pour faible puissance

C'est la méthode la plus ancienne adoptée pour la fabrication des transistors B.F. au germanium (fig. 2-9).

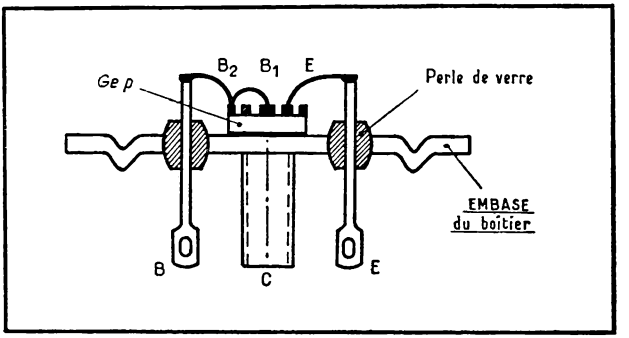


Fig. 2-10. — Transistor B.F. de puissance au germanium (jusqu'à 100 W).

Sur une pastille de germanium dopée *n* à l'antimoine, on dépose une bille d'indium (*p*). On la fait fondre au four. Après refroidissement on obtient une jonction *p-n*. Il suffit de recommencer sur l'autre face la même opération avec une bille d'indium de dimension différente pour obtenir un transistor *p-n-p*.

Cette pastille de germanium allié est soudée à l'étain sur un petit cadre de kovar ou de nickel. On soude un ruban de nickel sur chacune des billes d'indium et cet ensemble peut être monté dans un boîtier classique. Le cadre est soudé à la masse du boîtier et correspond à la base du transistor. La plus grosse bille d'indium est le collecteur, la plus petite correspond à l'émetteur.

Un transistor est comparable à un tube triode. Il comprend trois électrodes :

— l'émetteur qui peut être comparé à la cathode ;

— la base qui peut être assimilée à la grille de commande ;

— le collecteur qui remplit les mêmes fonctions que l'anode.

La puissance dissipée par la jonction à 25°C est comprise entre 150 et 550 mW. La tension maximale V_{CB} est comprise entre 12 et 24 V. Le gain en courant statique h_{21E} est compris entre 20 et 50. La fréquence de coupure en base commune est de 1 MHz.

2. Pour puissance élevée

2. 1. *AU GERMANIUM.*

La figure 2-10 donne un exemple de réalisation. C'est le même principe de fabrication que précédemment. La pastille de germanium est plus grande, elle est une fonction directe de la puissance à dissiper de façon que la jonction ne dépasse jamais 85°C. La limite de puissance pour le germanium est de 100 W, soit une surface de jonction de 20 mm² ; la tension maximale V_{CB} est de l'ordre de 60 à 80 V. Les deux jonctions sont effectuées par des anneaux placés sur le même côté de la pastille de germanium.

La pastille de germanium est dopée *p* à l'indium. On place sur une face un petit disque de plomb dopé à l'arsenic (*n*) au centre B_1, puis un anneau en or-indium-aluminium (*p*) E, enfin un second anneau concentrique en plomb-arsenic (*n*) B_2.

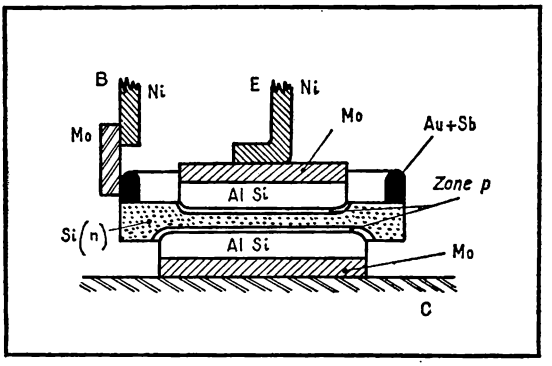


Fig. 2-11. — Transistor B.F. de puissance au silicium.

L'émetteur E est donc placé entre deux sorties de la base B_1 et B_2 ; on obtient ainsi une résistance de base faible et une fréquence de coupure plus élevée.

Le collecteur est formé par l'autre face du cristal de germanium qui est soudée directement sur l'embase du transistor. Ainsi le refroidissement est mieux assuré par la bonne conduction thermique du boîtier et des ailettes de refroidissement, indispensables pour les puissances importantes.

2. 2. *AU SILICIUM.*

Le schéma de la fabrication est représenté sur la figure 2-11. La pastille de silicium est dopée *n* au phosphore. L'alliage de jonction est constitué par deux disques de 3 mm (E) et de 3,5 mm (C) de diamètre en aluminium-silicium au besoin contaminés au bore (*p*). Un disque de molybdène est soudé sur les disques de jonction de façon à assurer une sortie à faible résistance série. Les fils sont en nickel. La sortie de base est effectuée par un anneau (or-antimoine) soudé sur la pastille de silicium. Le fil est d'abord en molybdène, puis ensuite en nickel. On obtient ainsi un transistor *p-n-p*

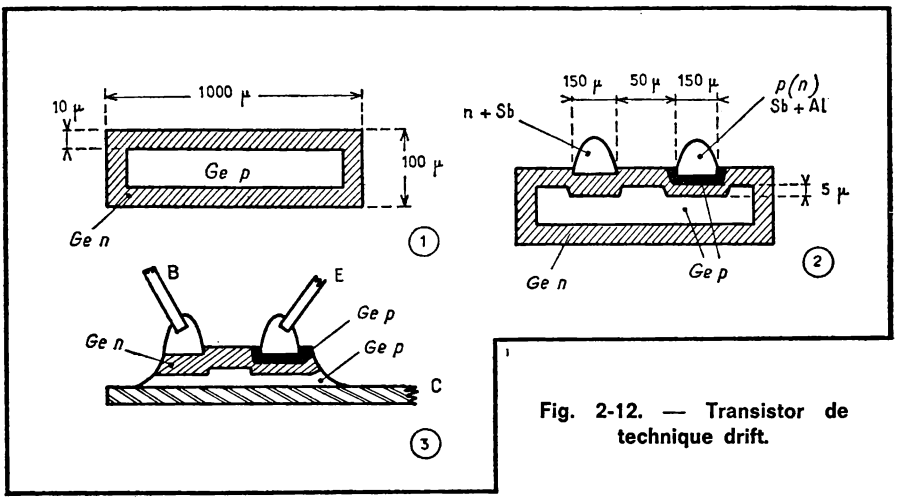


Fig. 2-12. — Transistor de technique drift.

dont l'épaisseur de la base est comprise entre 15 et 20 μ. Cette structure, inhabituelle pour le silicium, a été choisie pour donner une résistance de base plus petite et une tension inverse plus élevée. Le collecteur est soudé directement au boîtier. Avec ailettes de refroidissement on obtient des transistors admettant 85 W dissipés pour une ambiance de 25°C. La fréquence de coupure en base commune est de 2 MHz.

XII. FABRICATION DES TRANSISTORS PAR DIFFUSION ET ALLIAGE

1. Technique « drift » au germanium

Le transistor « drift » est un dispositif au germanium dans lequel une diffusion non linéaire donne un effet de champ. De cette façon les porteurs sont « driftés », c'est-à-dire qu'ils subissent un certain glissement dans leur parcours.

On part d'une pastille de germanium *p* qui est diffusée au four par des vapeurs d'antimoine ou d'arsenic. Une couche *n* de 10 μ se forme sur les faces et les côtés de la pastille (fig. 2-12, 1).

On place deux billes de bismuth dopé sur la pastille. L'une devant assurer la sortie de base est dopée à l'antimoine (Sb) donc *n*. La seconde prévue pour la sortie émetteur contient à la fois des impuretés *n* (antimoine) et des impuretés *p* (aluminium). L'ensemble est placé dans un four pour obtenir l'alliage des deux billes et du germanium.

La bille B dopée à l'antimoine vient renforcer en surface la couche de germanium *n*, c'est un alliage de sortie.

La bille E s'allie et diffuse. L'aluminium *p* diffuse très mal dans le germanium et constitue une couche *p* qui recristallise sous la bille, c'est la jonction émetteur. L'arsenic *n* diffuse très bien et va renforcer la couche *n* située en dessous de la jonction (fig. 2-12, 2).

Puis la pastille est décapée à l'acide faisant disparaître les zones diffusées inutiles. Les fils de sortie en nickel sont soudés et le transistor peut être monté dans son boîtier (fig. 2-12, 3).

La jonction émetteur est très petite, l'épaisseur de base est faible et le collecteur a une surface importante. D'autre part, le dopage au niveau des jonctions est plus important. La répartition des impuretés suit une loi non linéaire. Le champ électrique du collecteur est favorisé, il accélère les porteurs injectés dans la base, d'où une réduction fictive de son épaisseur. Cette technique a été mise au point pour la fabrication des premiers transistors H.F.

Ils sont utilisés dans les étages F.I. et H.F. des récepteurs A.M. et F.M. ainsi que dans l'étage vidéo des récepteurs de télévision. Leur fréquence de coupure en base commune peut atteindre 200 MHz.

2. Technique M.A.D.T. (Micro Alloy Diffused Base Transistor) au germanium

La pastille de germanium à haute résistivité presque intrinsèque est diffusée deux fois à l'antimoine afin de donner une répartition en volume correcte des impuretés (fig. 2-13).

Un jet électrolytique à l'indium attaque les deux faces de la pastille pour provoquer une petite cuvette pour l'émetteur dans la zone diffusée et une plus grande cuvette pour le collecteur dans la zone intrinsèque. Lorsque les cuvettes ont les dimensions voulues, on inverse la polarité des jets qui déposent de l'indium en quantité strictement déterminée.

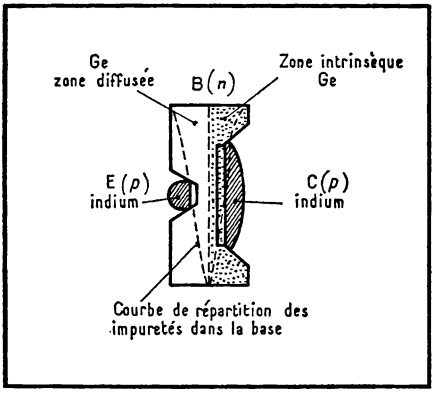


Fig. 2-13. — Transistor de technique M.A.D.T.

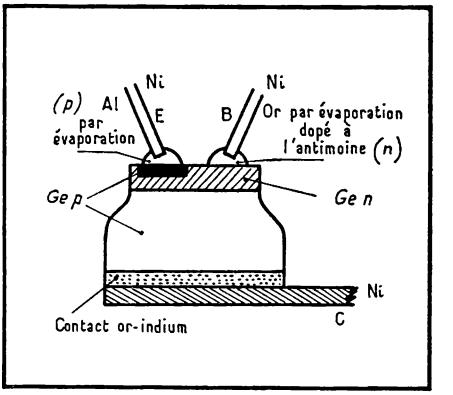


Fig. 2-14. — Transistor de technique MESA au germanium.

La pastille passe au four afin d'assurer la fusion de l'indium et du germanium superficiel donnant les jonctions. L'épaisseur de la base est d'environ 10 μ. Là encore il existe un champ interne diminuant virtuellement l'épaisseur de la base. Par ce procédé on a obtenu d'excellents transistors V.H.F. et U.H.F. à gain variable qui ont été employés dans les premiers téléviseurs transistorisés.

3. Technique MESA au germanium ou au silicium

3. 1. *AU GERMANIUM.*

Mesa veut dire « table » en espagnol. Certaines montagnes érodées du Mexique à sommet tabulaire sont également appelées « Mesa ». C'est parce que l'aspect de la pastille de ce type de transistor ressemble, d'assez loin, à ces montagnes, qu'il a été appelé de ce nom.

On part d'une pastille de germanium du type *p* dopé à l'indium. Elle est diffusée par des vapeurs d'antimoine (*n*). Deux billes sont placées par

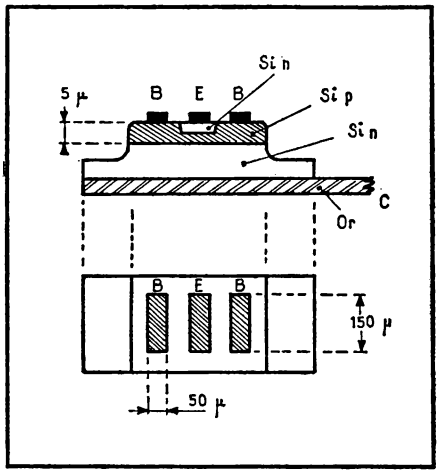


Fig. 2-15. — Transistor de technique MESA au silicium.

évaporation sous vide. La bille E est en aluminium (*p*), la seconde est en or-antimoine (*n*). Après passage au four et décapage on obtient la disposition de la figure 2-14. Enfin, un contact or-indium assure la sortie C. Les fils de sortie sont en nickel. On obtient ainsi une capacité C-B inférieure à 1 pF. La fréquence de coupure en base commune atteint 1 000 MHz. On utilise ces transistors pour la réception des U.H.F. (AF 239).

3. 2. *AU SILICIUM.*

On part d'une rondelle de silicium dopée *n* de 2 cm de diamètre et de 50 μ d'épaisseur permettant de fabriquer 49 transistors de puissance moyenne à la fois.

La rondelle est diffusée au gallium (*p*) sous une épaisseur de 5 μ. Sa surface est protégée par un cache qui ne laisse visible que les zones correspondant aux émetteurs. On pratique une deuxième diffusion au phosphore (*n*) sous une épaisseur de 1,5 μ.

On métallise les zones diffusées au moyen d'un cache en molybdène avec un alliage aluminium-argent pour les sorties « base » (*p*) et avec un alliage or-arsenic pour la sortie « émetteur » (*n*). Ces sorties ont la forme de bandes rectangulaires assurant un bon contact avec les jonctions (fig. 2-15)

La résistance de base est encore réduite par la présence de deux contacts encadrant l'émetteur. Les transistors élémentaires sont séparés et les sorties sont fixées. Ce sont des fils d'or de 25 à 30 μ de diamètre fixés par thermocompression sur les métallisations.

On obtient des transistors tenant des tensions élevées (V_{CB} et V_{CE} = 140 V) et pouvant dissiper 1 W à 25°C. La fréquence de coupure en base commune est supérieure à 100 MHz. On les utilise en particulier dans les étages de sortie vidéo des téléviseurs.

XIII. FABRICATION DES TRANSISTORS PAR DIFFUSION « PLANAR ÉPITAXIAUX »

Cette technique moderne est maintenant la plus utilisée, aussi bien pour la fabrication des transistors que celle des circuits intégrés. Elle est appelée « planar » car la surface supérieure de la pastille reste plane ; il n'existe plus les reliefs provenant des alliages.

La fabrication, par ce procédé, est effectuée sur la rondelle de silicium de 25 à 50 mm de diamètre ; la découpe en pastille n'intervient qu'à la fin, juste avant le montage dans le boîtier. On produit ainsi, en une seule opération, jusqu'à 3 000 transistors mesurant 0,35 × 0,35 mm sur 0,1 mm d'épaisseur.

Au tirage, la rondelle de silicium est fortement dopée $n+$, donc à faible résistivité (0,1 Ω. cm), c'est le *substrat*. Sur cette rondelle on dépose une couche de 3 μm de silicium faiblement dopé n, à haute résistivité (fig. 2-16). C'est dans cette couche épitaxiale que l'on diffuse la base et l'émetteur.

Pour cela on oxyde la rondelle au four, il se forme une couche protectrice de SiO_2 de 0,5 μm, c'est la passivation.

Puis, elle est recouverte d'un vernis photosensible ; on place un cliché photographique à haute définition présentant des zones noires sur le vernis ; on insole par des rayons ultra-violets. Un lavage élimine le vernis non impressionné, sous les zones noires.

La rondelle est attaquée à l'acide fluorhydrique qui dissout le SiO_2 non protégé par le vernis, mettant à nu le silicium.

C'est un traitement de photogravure. Après lavage du vernis au solvant, la rondelle est mise au four à 1 200°C et diffusée par des vapeurs de bore, formant la base dopée p ; la profondeur de diffusion est de 2 à 3 μm. Puis, on reforme la couche de SiO_2.

Une seconde opération de photogravure est effectuée pour la diffusion au phosphore de la zone émetteur de 1 μm d'épaisseur.

Une troisième photogravure permet de dégager l'emplacement des connexions d'émetteur et de base et de les métalliser à l'aluminium pour former les contacts de sortie.

La couche de SiO_2 sur l'autre face du substrat est rodée pour dégager la sortie collecteur.

Ainsi, la jonction collecteur est peu dopée et permet l'application de

tensions élevées. Par contre, le substrat fortement dopé donne une résistance de sortie collecteur faible, donc une tension de saturation réduite.

Après découpe au diamant, le transistor élémentaire est soudé au moyen d'une feuille d'or, soit sur l'embase d'un boîtier classique, soit sur une plaquette métallique pour enrobage à la résine époxy.

Les sorties émetteur et base sont faites au moyen de fils d'or de 25 μm posés par thermo-compression.

Ce procédé est universel et permet d'obtenir toutes les catégories de transistors jusqu'aux fréquences élevées (1 GHz) ou pour des tensions V_{CB} normalement comprises entre 25 et 80 V.

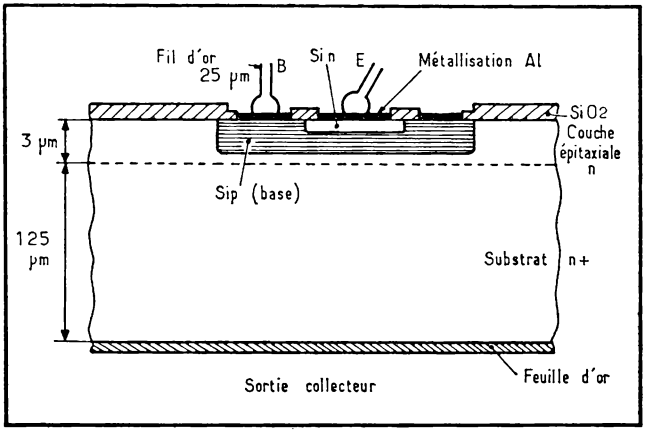


Fig. 2-16. — Fabrication schématique du transistor planar épitaxial n. p. n.

XIV. FABRICATION DES TRANSISTORS PAR TIRAGE A CONTAMINATION ALTERNÉE

Lors du tirage du monocristal on peut introduire dans le creuset successivement des impuretés *p* et des impuretés *n*. Le lingot présente des tranches dopées *p* et des tranches dopées *n*. En le découpant avec précision on obtient des bâtonnets contenant les jonctions nécessaires à la fabrication des transistors.

Ce procédé est utilisé pour les transistors H.F. au germanium. Mais comme la base doit être très mince, il était très difficile de souder le fil de sortie sans court-circuiter la jonction.

Un perfectionnement a permis de surmonter cette difficulté. Il s'agit des transistors à prolongement extérieur de la base (P. E. B.) mis au point par la *Sescosem*.

La fabrication s'effectue de la façon suivante (fig. 2-17) :

La contamination lors du tirage donne une zone fortement dopée (p +) pour l'émetteur, une mince zone de base *n* et une zone dopée normalement (p) pour le collecteur. Les bâtonnets sont découpés, puis placés au four. On diffuse une impureté *n* qui ne peut inverser le dopage de la zone de l'émetteur (p +) par suite de sa forte concentration. Il n'en est pas de même pour la zone collecteur, où une mince couche *n* est diffusée en surface.

On soude le fil de base. Puis, par attaque chimique on élimine la zone diffusée qui ne sert pas au contact de base.

On obtient ainsi des caractéristiques très intéressantes :

— fréquence maximale d'oscillation : 1 000 MHz ;

— gain en puissance à 33 MHz : 35 dB ;
à 200 MHz : 15 dB ;

— capacité de sortie : de l'ordre de 2 pF.

XV. LIMITATIONS TECHNOLOGIQUES

1. Limitations en tension

— V_{CB} généralement compris entre 20 et 80 V, des modèles spéciaux atteignent 200 V, d'autres 1 500 V (BU 105).

— V_{CE} est au maximum égal à V_{CB}.

— V_{BE} sert à polariser la base par rapport à l'émetteur de façon que la jonction E-B soit conductrice ; donc il ne doit pas y avoir de tension élevée. Elle est en pratique de 0,8 V ; on admet un maximum de 2 à 5 V. Si un transistor est utilisé en impulsions (balayage télévision) ou en commutation, la tension inverse ne doit pas dépasser ces valeurs. Si on n'est pas certain, il faut prévoir une diode qui évite l'application d'une tension inverse trop élevée.

2. Limitations en puissance

La dissipation maximale de puissance sur le collecteur est :

$V_{CB} \times I_C = W_{max}$ pour une certaine température. Si cette puissance est dépassée, l'augmentation de température augmente encore I_C. C'est un processus cumulatif et la jonction est détruite par *emballement.*

Les intensités E et B maximales doivent être respectées, non pas tellement pour le comportement de la jonction que pour le risque de voir fondre les fils de liaison qui sont très fins, surtout dans les modèles miniatures.

Les calories dégagées dans la jonction collecteur doivent être écoulées vers la masse.

Lorsque le transistor est bloqué, la tension aux bornes du collecteur est maximale, mais l'intensité est nulle et il n'y a pas de dissipation.

Lorsque le transistor atteint la saturation, l'intensité collecteur est maximale, mais la tension est presque nulle ; la dissipation est faible.

Le maximum de dissipation se situe entre ces deux extrêmes lorsque la résistance de charge est égale à la résistance de la jonction C-B.

Cet échauffement permet de calculer la résistance thermique de chaque type de transistors :

$$R_{th} = \frac{\text{échauffement en degrés C}}{\text{cal. dissipées/s}} = {}^{o}C/W$$

Les calories sont évacuées par conduction dans le métal, par convection dans l'air et par rayonnement sans le recours de l'air. C'est pourquoi les transistors de puissance sont montés sur des radiateurs métalliques de grandes dimensions parfois placés dans un courant d'air forcé. Les transistors de faible puissance sont enserrés dans des clips fixés au châssis ou à une masse métallique.

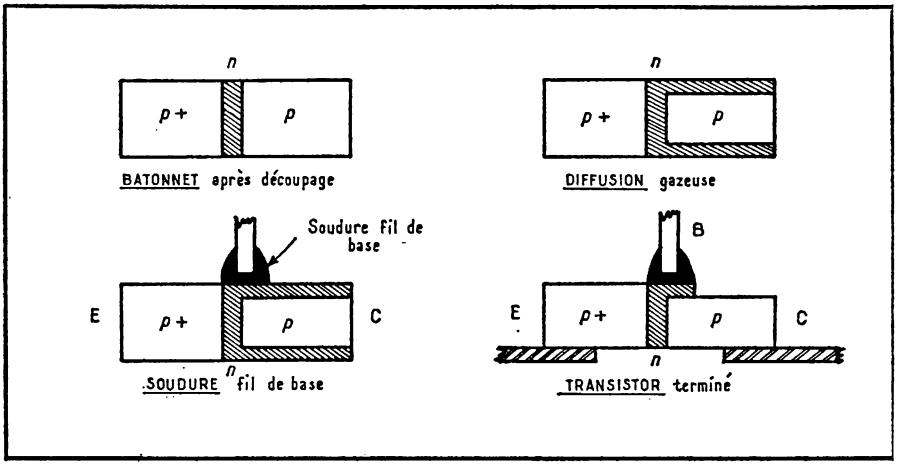


Fig. 2-17. — Fabrication des transistors à prolongement extérieur de la base (P.E.B.) au germanium.

Comme le collecteur est souvent relié au boîtier des transistors de puissance, il faut se préoccuper de son isolement. Généralement on place une rondelle de mica entre le transistor et le radiateur ; pour réduire la résistance thermique on l'enduit de graisse au silicone. Par cette méthode on ne peut descendre au-dessous de 0,6°C/W. Il est préférable de monter le transistor directement sur le radiateur et d'isoler celui-ci du châssis. A ce moment on peut obtenir une résistance thermique de 0,3°C/W.

Le radiateur doit être, soit en cuivre pur, ce qui est très cher, soit en aluminium oxydé noir mat qui donne de bons résultats.

3. Limitations en fréquence

Dans les circuits à tube, la limitation en fréquence vient des composants du circuit bien avant le tube. Ce n'est que lorsque le temps de transit des électrons entre la cathode et l'anode devient grand devant la fréquence que le circuit perd de ses qualités.

Dans les circuits à transistors, la variation du courant collecteur n'est pas instantanée après une variation de courant de base. Dans les transistors B.F., la limitation provient des transistors seuls, car la résistance de charge est faible et l'influence des capacités parasites est nulle aux fréquences limites du transistor.

Les transistors H.F. modernes rejoignent un peu les tubes, car ils ont une fréquence de coupure très élevée ; malgré tout, la résistance de charge étant beaucoup moins élevée, les capacités parasites ont moins d'effet.

On détermine les différentes fréquences limites de la façon suivante :

— α est le gain en courant, base commune, il est voisin de 1. On note la fréquence pour une baisse de 3 dB. Elle est appelée fréquence de coupure en base commune ou $f\alpha$ qui peut atteindre 1 000 MHz.

— β est le gain en courant, émetteur commun : $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ d'où $f\beta = \frac{f\alpha}{\beta}$ donc $f\beta$ est beaucoup plus faible que $f\alpha$.

On rencontre dans les catalogues deux autres valeurs :

— f_1 qui est une fréquence expérimentale légèrement supérieure à $f\alpha$.

— f_{cs} (fréquence de coupure de la pente) ; c'est la fréquence pour laquelle la pente baisse de 3 dB ; elle est voisine de $f\alpha$ pour les transistors H.F. dont la résistance de base est réduite.

XVI. ÉVOLUTIONS TECHNOLOGIQUES

Au cours des prochaines années on assistera à la poursuite de l'évolution rapide de la technologie des semiconducteurs. Les modèles prévus pour équiper les téléviseurs seront de plus en plus nombreux et de plus en plus intéressants.

La fabrication automatique des Planar époxy doit permettre de réduire le prix de tous les modèles au silicium et même de descendre au-dessous du prix actuel des transistors au germanium.

En effet, le prix du silicium impur est beaucoup plus faible que celui du germanium. Ce sont les difficultés plus grandes de purification et de fabrication qui déterminent son prix actuel. La maîtrise de sa technologie jointe aux grandes séries produites doivent accélérer cette évolution.

Le silicium est préférable au germanium dans presque tous les étages d'un téléviseur transistorisé. Il fonctionne à une température plus élevée, 150 à 175°C contre 85°C, son courant inverse est beaucoup plus faible, sa tension limite V_{CB} est plus élevée. Le silicium a permis d'atteindre des résistances thermiques de 0,3°C/W ce qui autorise des puissances de 200 à 500 W en air forcé. On pense aussi à des transistors de puissance en H.F., par exemple : 10 W à 100 MHz.

Le germanium conserve les avantages suivants :

— tension V_{BE} plus faible ;

— coude de la caractéristique des diodes plus réduit, convient mieux pour la détection des bas niveaux.

D'autres semiconducteurs prendront peut-être leur place prochainement. On parle de l'arséniure de gallium et de l'antimoniure d'indium qui pourront fonctionner à des températures très élevées (350°C). Il existe du reste des diodes tunnel à l'arséniure de gallium.

XVII. RAPPEL DES SYMBOLES ET DES PARAMÈTRES

Dans les catalogues des fabricants de transistors, on rencontre des valeurs précisées par des symboles et des indices. En règle générale les symboles désignent :

— les grandeurs électriques (courant, tension, etc...) ;
— les paramètres électriques (impédance, admittance, etc...) ;
— les grandeurs diverses (température, temps, etc...).

Les indices précisent les conditions de la mesure.

1. Symboles et indices des grandeurs électriques

On utilise des lettres *minuscules* pour les symboles correspondant à la valeur instantanée de la grandeur variable dans le temps. Les lettres *majuscules* indiquent les valeurs maximales, moyennes, efficaces ou continues.

Les indices sont en lettres *minuscules* lorsqu'ils indiquent des valeurs de composantes variables.

On utilise des lettres *majuscules* pour les valeurs continues ou totales instantanées. La signification des principaux indices est la suivante :

AV, av	:	valeur moyenne ;
B, b	:	base ;
b'	:	base interne ;
C, c	:	collecteur ;
E, e	:	émetteur ;
M, m	:	valeur maximale ;
O, o	:	circuit ouvert ;
S, s	:	court-circuit ;
X	:	circuit polarisé.

Le premier indice indique l'électrode sur laquelle la mesure est effectuée. S'il est nécessaire de préciser l'électrode de référence, on ajoute un deuxième indice correspondant à cette électrode.

2. Symboles et indices des paramètres électriques

On utilise les lettres *minuscules* pour les symboles correspondant aux paramètres du dispositif. Les lettres *majuscules* sont employées pour les symboles correspondant aux paramètres des circuits extérieurs associés au dispositif.

Les indices sont en lettres *minuscules* pour les paramètres mesurés avec des signaux de faible amplitude. Les *majuscules* sont utilisées pour les paramètres mesurés avec des signaux de grande amplitude ou en courant continu.

Signification des indices en chiffres :

11 : circuit d'entrée ;
12 : transfert inverse ;
21 : transfert direct ;
22 : circuit de sortie.

Les paramètres en h et y du transistor considéré comme un quadripôle sont :

v_1 et i_1 : la tension et le courant d'entrée ;

v_2 et i_2 : la tension et le courant de sortie avec les conventions de signes de la figure 2-18.

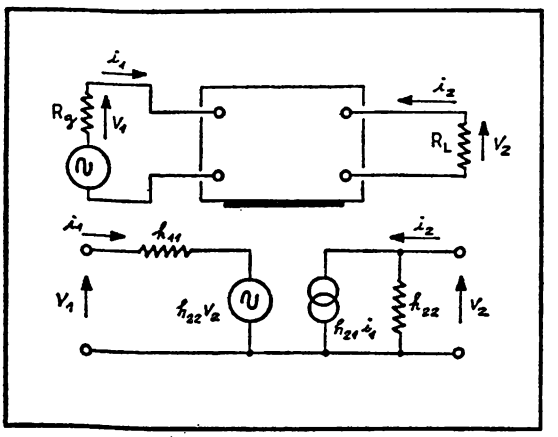


Fig. 2-18. — Représentation graphique du transistor considéré comme un quadripôle.

On définit les paramètres h et y par :

$$v_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, v_2$$
$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, v_2$$
$$i_1 = y_{11}\, v_1 + y_{12}\, v_2$$
$$i_2 = y_{21}\, v_1 + y_{22}\, v_2$$

dans lesquels :

$h_{11} = \left(\frac{v_1}{i_1}\right)_{v_2 = 0}$, impédance d'entrée, la sortie étant en court-circuit ;

$h_{12} = \left(\frac{v_1}{v_2}\right)_{i_1 = 0}$, rapport de réaction de tension, l'entrée étant à vide ;

$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)_{v_2 = 0}$, gain en courant, la sortie étant en court-circuit ;

$h_{22} = \left(\frac{i_2}{v_2}\right)_{i_1 = 0}$, admittance de sortie, l'entrée étant à vide ;

ces paramètres correspondent au montage base commune.

Les paramètres y sont établis avec les définitions suivantes :

$y_{11} = \left(\frac{i_1}{v_1}\right)_{v_2 = 0}$, admittance d'entrée, la sortie étant en court-circuit ;

$y_{12} = \left(\frac{i_1}{v_2}\right)_{v_1 = 0}$, admittance de réaction, l'entrée étant en court-circuit ;

$y_{21} = \left(\frac{i_2}{v_1}\right)_{v_2 = 0}$, admittance directe de transfert, la sortie étant en court-circuit ;

$y_{22} = \left(\frac{i_2}{v_2}\right)_{v_1 = 0}$, admittance de sortie, l'entrée étant en court-circuit.

De ces définitions de base, on déduit les paramètres pour les montages émetteur commun et collecteur commun.

Les plus utilisés sont :

en émetteur commun :

h_{21e} = gain en courant β ;

en base commune :

$h_{21b} = -\alpha$;

en collecteur commun :

$h_{21c} = y$ (voisin de β).

Pour bien utiliser les transistors nous ne saurions trop recommander d'avoir toujours présents à la mémoire les neuf principes de base rédigés par *J.-P. Œhmichen* dans son livre : « *Emploi rationnel des transistors* », pp. 46 et 47 (Editions Radio).

ANNEXE

Tableau des différents boîtiers les plus courants pour diodes et transistors

Diodes

Les diodes à pointe sont souvent montées dans un tube de verre dont les dimensions sont définies selon le code DO-7.

Les photodiodes ont des dimensions extérieures conformes aux figures PHG 1 et PHG 2.

Les diodes au silicium de faible puissance et les diodes à jonction au germanium sont montées dans le boîtier R.S.

Les diodes de puissance sont montées dans des boîtiers très différents selon les constructeurs.

Transistors

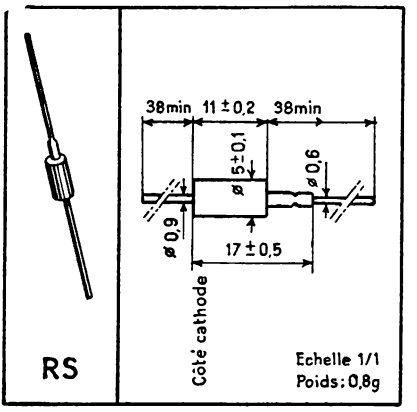
Les boîtiers pour transistors dont la désignation commence par les lettres TO sont normalisés dans le monde entier. Ils sont adoptés par tous les constructeurs.

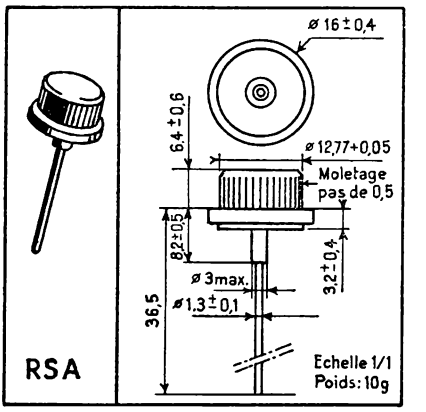
Les boîtiers TO-18 et TO-44 sont les plus petits, ils sont utilisés pour les transistors H.F. de faible puissance.

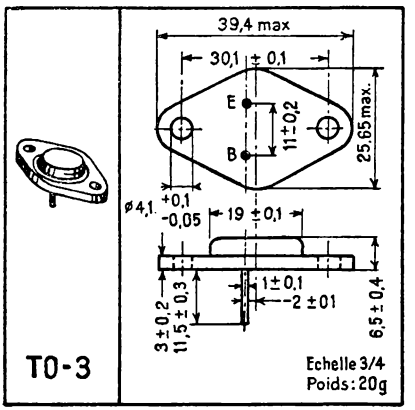
Les boîtiers TO-5, TO-33, TO-11 et TO-8 sont employés pour les transistors H.F. ou B.F. jusqu'à 500 mW.

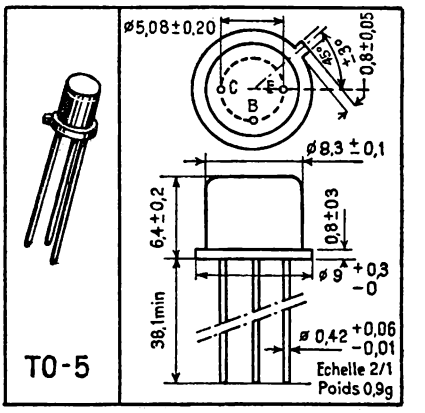
Les transistors de puissance sont montés dans les boîtiers TO-3 ou TO-36. Ceux-ci sont prévus pour être fixés sur des ailettes de refroidissement de surface convenable.

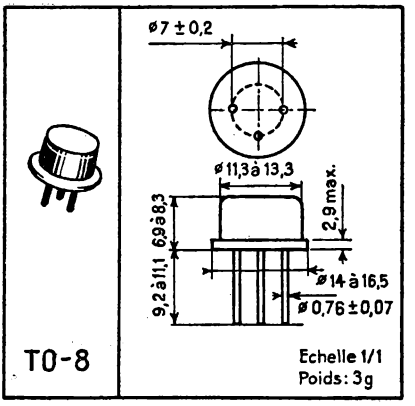
De nombreux transistors au silicium de faible puissance sont présentés sous un enrobage de résine époxy.

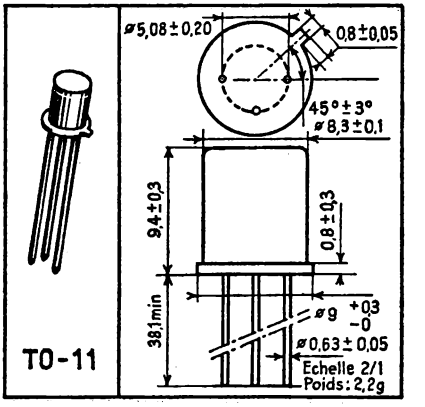


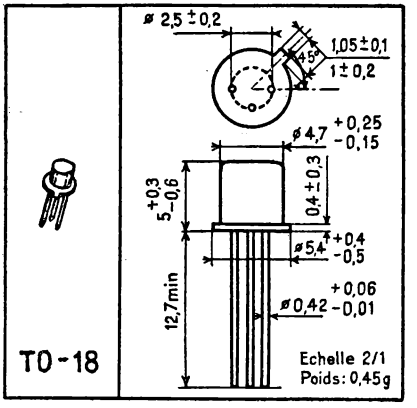


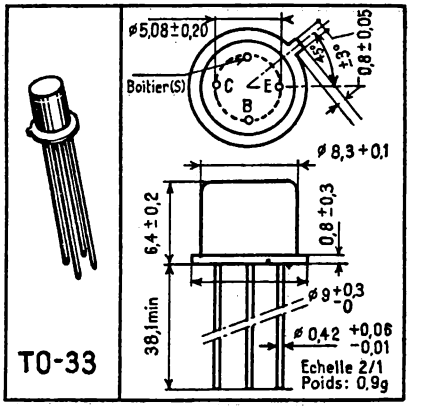

39,4 max
30,1 ± 0,1
E
B
11 ± 0,2
25,65 max.
ø4,1 +0,1 -0,05
19 ± 0,1
3 ± 0,2
11,5 ± 0,3
1 ± 0,1
2 ± 01
6,5 ± 0,4
TO-3
Echelle 3/4
Poids: 20g

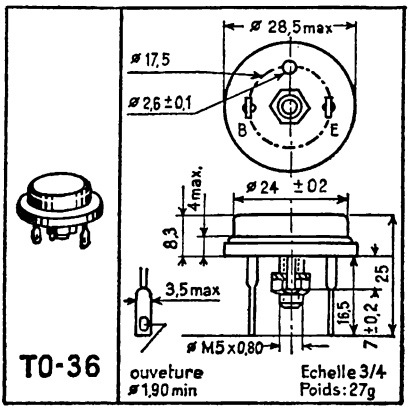

ø5,08 ± 0,20
45°
0,8 ± 0,05
C
E
B
ø8,3 ± 0,1
6,4 ± 0,2
0,8 ± 03
ø 9 +0,3 -0
38,1min
ø 0,42 +0,06 -0,01
TO-5
Echelle 2/1
Poids 0,9g

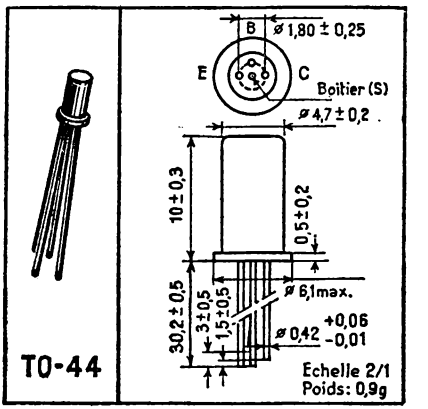

ø7 ± 0,2
ø11,3 à 13,3
2,9 max.
9,2 à 11,1
6,9 à 8,3
ø14 à 16,5
ø 0,76 ± 0,07
TO-8
Echelle 1/1
Poids: 3g

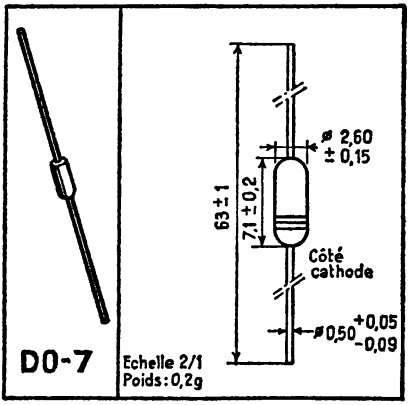

ø5,08 ± 0,20
0,8 ± 0,05
45° ± 3°
ø8,3 ± 0,1
9,4 ± 0,3
0,8 ± 0,3
38,1min
ø9 +0,3 -0
ø 0,63 ± 0,05
TO-11
Echelle 2/1
Poids: 2,2g

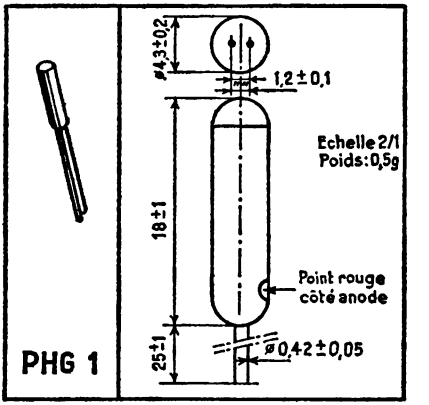

ø 2,5 ± 0,2
1,05 ± 0,1
45°
1 ± 0,2
ø 4,7 +0,25 -0,15
5 +0,3 -0,6
0,4 ± 0,3
ø5,4 +0,4 -0,5
12,7min
+0,06
ø 0,42 -0,01
TO-18
Echelle 2/1
Poids: 0,45g

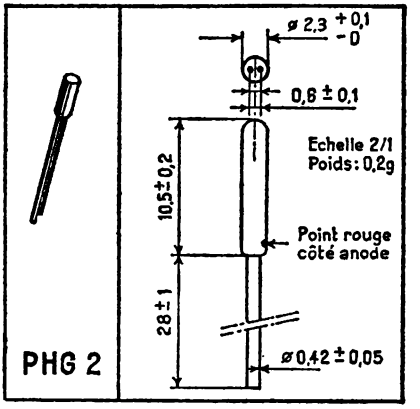

ø5,08 ± 0,20
45°
±3°
0,8 ± 0,05
Boitier(S)
C
E
B
ø 8,3 +0,1
6,4 ± 0,2
0,8 ± 0,3
38,1min
ø 9 +0,3 -0
ø 0,42 +0,06 -0,01
TO-33
Echelle 2/1
Poids: 0,9g

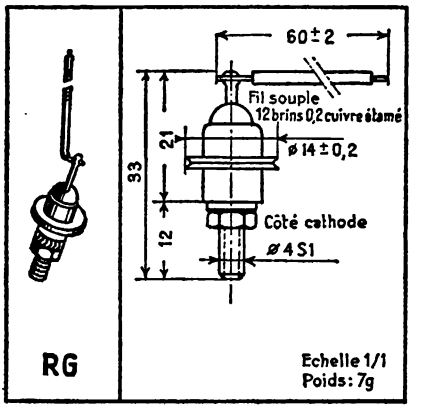

TO-36
ø 28,5 max
ø 17,5
ø 2,6 ± 0,1
B
E
4 max.
8,3
ø 24 ± 02
3,5 max
16,5
25
7 ± 0,2
ø M5 x 0,80
ouverture ø 1,90 min
Echelle 3/4
Poids: 27g


TO-44
B
ø 1,80 ± 0,25
E
C
Boîtier (S)
ø 4,7 ± 0,2
10 ± 0,3
0,5 ± 0,2
ø 6,1 max.
30,2 ± 0,5
3 ± 0,5
1,5 ± 0,5
ø 0,42 +0,06 -0,01
Echelle 2/1
Poids: 0,9g


DO-7
ø 2,60 ± 0,15
63 ± 1
7,1 ± 0,2
Côté cathode
ø 0,50 +0,05 -0,09
Echelle 2/1
Poids: 0,2g


PHG 1
ø 4,3 ± 0,2
1,2 ± 0,1
Echelle 2/1
Poids: 0,5g
18 ± 1
Point rouge côté anode
25 ± 1
ø 0,42 ± 0,05


PHG 2
ø 2,3 +0,1 -0
0,8 ± 0,1
Echelle 2/1
Poids: 0,2g
10,5 ± 0,2
Point rouge côté anode
28 ± 1
ø 0,42 ± 0,05


RG
60 ± 2
Fil souple 12 brins 0,2 cuivre étamé
21
ø 14 ± 0,2
33
12
Côté cathode
ø 4 S1
Echelle 1/1
Poids: 7g

CHAPITRE 3

Les étages V.H.F. et U.H.F., les rotacteurs et les tuners

I. AMPLIFICATION H.F. A TRANSISTORS

1. Comportement du transistor

Le comportement du transistor en H.F. diffère sensiblement de son comportement en B.F. Les capacités du collecteur et de l'émetteur deviennent

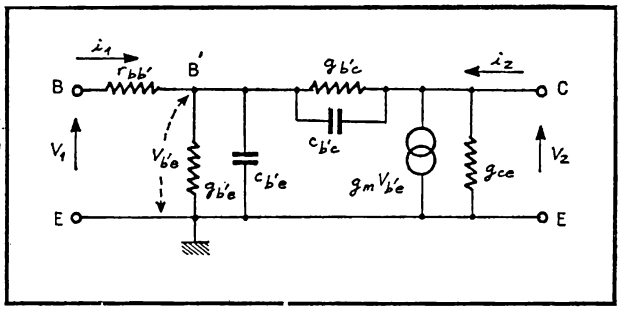


Fig. 3-1. — Schéma équivalent d'un transistor monté en « émetteur commun » et fonctionnant en H.F.

prépondérantes. Le schéma de l'étage amplificateur « émetteur commun » devient celui de la figure 3-1.

— rbb' représente la résistance répartie de base, c'est-à-dire la résistance comprise entre le fil de connexion et le centre de la pastille semiconductrice,

— $C_{b'e}$ détermine la fréquence de coupure du transistor,

— $C_{b'c}$ représente la capacité de la jonction collecteur-base,

— B' est la vraie base du transistor qui n'est pas accessible extérieurement,

— g_m représente la pente interne du transistor, c'est-à-dire caractérise le rapport $g_m = i_2/V_{b'e}$, où $V_{b'e}$ est la tension effective appliquée sur la base,

— g_{ce} est la résistance entre collecteur et émetteur (résistance de sortie),

— $g_{b'e}$ est la partie réelle de l'impédance d'entrée,

— l'ensemble $C_{b'c}$ et $g_{b'c}$ représente l'effet de réaction, c'est-à-dire la nature bilatérale du transistor.

Ces valeurs varient rapidement en fonction du courant émetteur et de la tension collecteur. La capacité $C_{b'e}$ est proportionnelle au courant émetteur ; $g_{b'e}$, par contre, lui est inversement proportionnel ; rbb' est indépendant du point de fonctionnement. De même, les paramètres $C_{b'c}$ et g_{ce} varient avec le courant collecteur de la même façon que les paramètres précédents.

L'étude du comportement d'un transistor H.F. associé à des circuits extérieurs est plus aisée avec les paramètres « y ». En H.F. ceux-ci sont complexes, c'est-à-dire présentent une conductance et une capacité (cf. chapitre 2, page 50). La représentation du transistor est un schéma en Π (fig. 3-2).

Le générateur du courant de sortie prend la valeur : $(y_{21e} - y_{12e})\, v_i = S_e$ où S représente la pente externe du transistor.

Si y_{12e} qui représente la réaction interne du transistor devient trop importante, il y a instabilité et il faut neutrodyner, c'est-à-dire renvoyer sur la base une tension déphasée de 180° au moyen d'une admittance y_n.

Un bon neutrodynage annule le terme y_{12e} et n'a pas d'influence notable sur les autres admittances. Le schéma équivalent devient celui de la figure 3-3. La pente du transistor augmente et devient : $S = y_{21e}$.

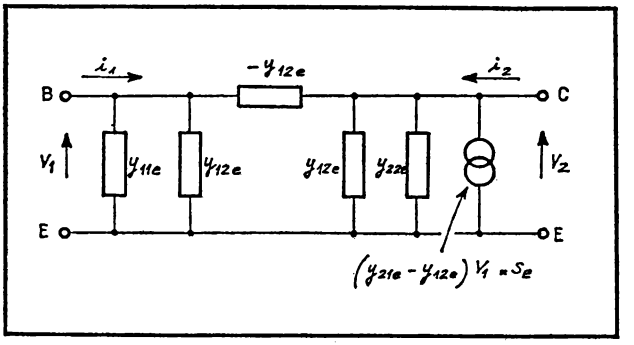


Fig. 3-2. — Représentation du transistor par un schéma équivalent en π : emploi des paramètres en y.

Tous les paramètres dépendent du point de fonctionnement choisi et de la fréquence.

Le gain maximal en puissance est obtenu lorsque l'entrée et la sortie du transistor sont parfaitement adaptées.

On a intérêt à utiliser un transistor dont la fréquence de coupure de la pente est la plus élevée possible pour avoir un gain important et stable.

On voit la complication qui consiste à vouloir contrôler le gain d'un étage H.F. à transistor sans modifier les impédances d'entrée et de sortie, donc la courbe de réponse et l'adaptation. Les problèmes posés par la C.A.G. seront traités séparément.

Les techniciens qui utilisaient des tubes doivent se familiariser avec les particularités des transistors. En effet, un étage à tube bien établi présente une impédance de sortie entièrement indépendante de l'impédance d'entrée.

Si on modifie la polarisation de la grille de commande, on agit sur le gain et non sur la forme de la courbe de réponse.

Dans un étage à transistor, les variations des impédances d'entrée et de sortie sont presque proportionnelles. C'est-à-dire que si un transistor présente une impédance de sortie de 500 Ω, celle-ci sera ramenée à 300 Ω si on double l'impédance d'entrée, et portée à 800 Ω si on la réduit de moitié.

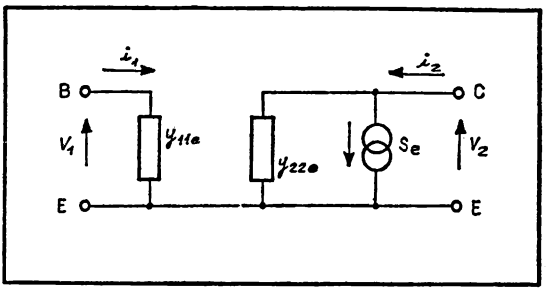


Fig. 3-3. — Schéma équivalent d'un transistor H.F. neutrodyné.

De plus ces impédances dépendent du courant collecteur. La capacité d'entrée varie proportionnellement avec I_c, tandis que la résistance d'entrée diminue exponentiellement et que la capacité de sortie reste sensiblement constante. Par contre la résistance de sortie diminue exponentiellement avec le courant qui parcourt le transistor.

Ce sont ces inter-réactions des différents paramètres qui constituent les difficultés d'établissement des étages à transistors et qui nécessitent des calculs fort complexes. Les chercheurs des laboratoires mondiaux se sont orientés dans des directions très différentes en fonction des transistors dont ils disposent et de leur optique scientifique personnelle. Dans quelques années des schémas deviendront classiques, mais en attendant il est nécessaire de citer les principales orientations.

2. Montage du transistor

Les premiers schémas de téléviseurs publiés comportaient un étage d'entrée à base commune.

Ces étages sont caractérisés par :

— une faible impédance d'entrée qui s'accorde bien avec l'impédance de l'antenne (75 Ω en France, 300 Ω dans d'autres pays) ;

— une absence totale de réaction de la sortie (C) sur l'entrée (E), ce qui rend inutile le neutrodynage ;

— un gain en courant α très voisin de 1 car le courant collecteur est très proche du courant émetteur ; de ce fait il n'y a pas lieu de retoucher les réglages du circuit lors du remplacement du transistor ;

— l'impédance du secondaire du transformateur de sortie doit être faible devant celle du primaire, de plus le couplage doit être serré.

Ce montage se justifie lorsque le type de transistor employé est utilisé à une fréquence proche de sa fréquence limite.

On a vu que $f\alpha$ est beaucoup plus élevée que $f\beta$.

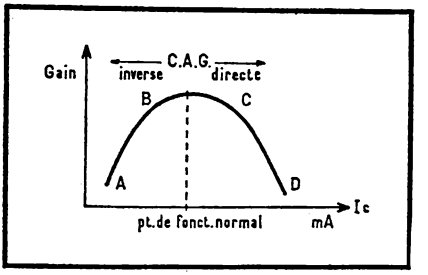


Fig. 3-4. — Courbe théorique du gain d'un transistor H.F. en fonction d'un courant collecteur, et application d'une C.A.G. directe ou d'une C.A.G. inverse.

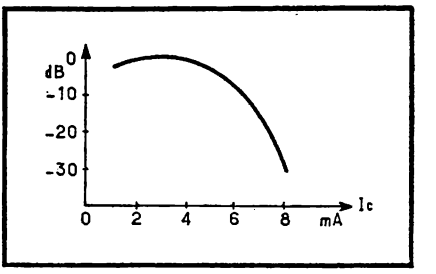


Fig. 3-5. — Variation relative de la pente en fonction de I_c par application d'une C.A.G. directe entre 3 et 8 mA pour un transistor 162T1 à 200 MHz.

Les progrès réalisés dans la fabrication des transistors H.F. permettent maintenant d'avoir des $f\beta$ suffisantes, tout au moins pour les bandes I et III. A ce moment, on préfère le montage à émetteur commun, bien neutrodyné, qui donne un gain plus élevé pour l'étage H.F.

L'étage d'entrée reçoit de l'antenne une tension H.F. qui peut varier dans de grandes proportions en fonction de la puissance de l'émetteur, de la distance qui le sépare du récepteur et de l'efficacité de l'antenne. Il faut donc prévoir sur cet étage et en F.I. une C.A.G. efficace afin d'éviter la saturation des étages suivants et les phénomènes de transmodulation. Cette variation de gain doit s'effectuer sans altérer la forme de la courbe de réponse, ce qui est particulièrement délicat.

3. Commande automatique de gain (C.A.G.) sur un étage H.F.

La réalisation d'un circuit de C.A.G. sur un téléviseur à transistors est plus délicate que celle mise au point pour un appareil à tubes.

La courbe théorique du gain d'un transistor en fonction de son courant collecteur (I_c) est donnée par la figure 3-4. Lorsque le courant collecteur est faible, le gain est réduit. A mesure que le courant augmente, le gain croît (A-B). Un palier s'établit pour une plage plus ou moins large selon le type du transistor (B-C). Si le courant collecteur continue à croître, le gain diminue plus ou moins vite (C-D).

Le point de fonctionnement normal de l'étage doit se situer entre B et C pour le gain maximal.

Si l'étage doit être commandé par une C.A.G., on a le choix :

— soit de diminuer le courant collecteur et amener le point de fonctionnement entre A et B, c'est la C.A.G. inverse ;

— soit d'augmenter le courant collecteur et de déplacer le point de fonctionnement vers C-D, c'est la C.A.G. directe.

La C.A.G. directe permet de réduire le gain d'un transistor en augmentant le courant émetteur ou collecteur (I_E ou I_c), ou en diminuant sa tension d'alimentation (V_c). Comme le point de fonctionnement se déplace sur une

partie linéaire de la caractéristique, on risque moins d'introduire un taux d'intermodulation gênant dans le circuit. D'autre part, ce mode de C.A.G. accepte mieux la surcharge possible de l'entrée.

C'est ce type de C.A.G. qui est généralement adopté dans les réalisations les plus récentes pour l'étage d'entrée.

A titre d'exemple, un transistor 162 T 1 est monté en émetteur commun dans un étage d'entrée fonctionnant à 200 MHz. Son courant émetteur est réglé à 3 mA. La C.A.G. directe fait augmenter ce courant de 3 à 8 mA. La diminution de gain obtenue est de 30 dB (fig. 3-5).

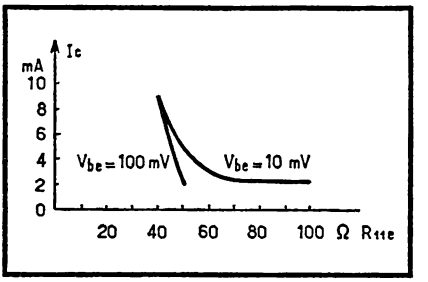


Fig. 3-6. — Variation de R_{11e} en C.A.G. directe à 200 MHz, pour un transistor 162T1 et différentes tensions de V_{be}.

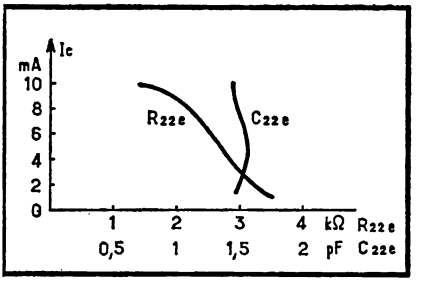


Fig. 3-7. — Variation de R_{22e} et C_{22e} en C.A.G. directe à 200 MHz pour un transistor 162T1.

La diminution de la résistance d'entrée (R_{11e}) est donnée par la figure 3-6. Les courbes ayant trait à la résistance de sortie (R_{22e}) et à la capacité de sortie (C_{22e}) sont transcrites sur la figure 3-7.

Ces variations peuvent être compensées par des précautions prises lors de l'établissement du schéma.

La C.A.G. inverse utilise la propriété de la pente d'être proportionnelle au courant collecteur, dans une certaine zone. Si on réduit I_c, la pente est réduite dans la même proportion. Les résistances d'entrée et de sortie augmentent tandis que les capacités diminuent.

Si la diminution de courant est trop importante, on atteint le coude de la caractéristique du transistor ce qui introduit une distorsion non négligeable et un risque de transmodulation. La C.A.G. inverse n'est plus utilisée en entrée. Elle est par contre souvent employée en F.I. où les surcharges ne sont plus à craindre si l'étage d'entrée est bien régulé.

En exemple, la figure 3-8 donne la variation de R_{11e}, R_{22e}, C_{11e} et C_{22e} pour un transistor SFT 173 fonctionnant en F.I. à 33 MHz. Le transistor est réglé pour un courant de repos de 3 mA. La C.A.G. réduit ce courant de 3 mA à 0,1 mA donnant une diminution de gain de 25 dB.

La façon d'obtenir les tensions de C.A.G. est exposée au chapitre V.

Afin de remédier aux variations d'impédance et de capacité d'entrée et de sortie produites par la C.A.G., différents schémas ont été proposés. Parmi les principaux, il convient de citer : l'étage d'entrée à deux transistors en série et le brevet *C.F.T.H.*

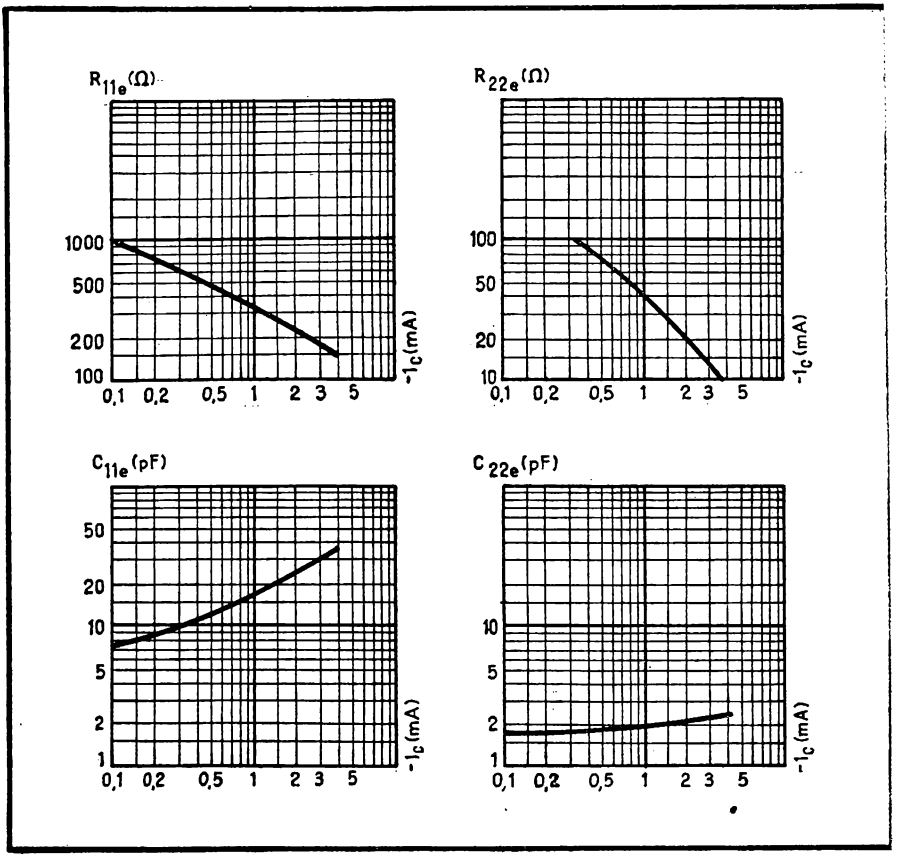


Fig. 3-8. — Valeurs moyennes des impédances d'entrée et de sortie à 33 MHz pour le transistor SFT 173 commandé en C.A.G. inverse entre 3 mA et 0,1 mA, I_c.

ÉTAGE D'ENTRÉE A DEUX TRANSISTORS EN SÉRIE.

Cet étage (fig. 3-9) comprend deux transistors, le premier monté en émetteur commun, le second monté en base commune, ce qui s'apparente au montage « cascode » utilisé en entrée dans les téléviseurs à tubes. Ainsi, l'impédance de sortie du dernier transistor est entièrement indépendante aussi bien du courant qui parcourt les deux transistors que de l'impédance d'entrée du premier transistor.

Il est évident que le gain ainsi obtenu est moins grand que celui donné par deux étages complets. Il est cependant un peu plus élevé que celui donné par un seul transistor. De plus ce circuit ne nécessite pas de neutrodynage.

En appliquant la tension de C.A.G. sur la base de T 2, on fait varier le courant des deux transistors, provoquant ainsi une diminution du gain.

Le seul paramètre qui va varier d'une façon notable est la capacité d'entrée du premier transistor.

L'expérience prouve que l'on peut réduire l'effet de cette variation en augmentant la capacité d'accord du circuit d'entrée. Ainsi, si la capacité d'accord est comprise entre 10 et 50 pF, selon les modèles de transistors, une variation de capacité d'entrée de quelques picofarads amène une dérive négligeable.

Ce schéma est excellent, mais son prix de revient est nettement plus élevé puisqu'il nécessite un transistor H.F. supplémentaire.

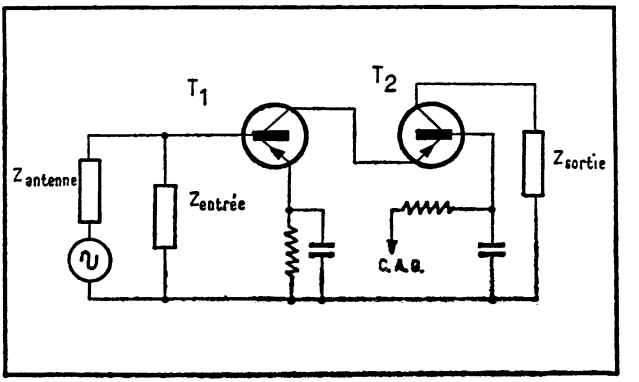


Fig. 3-9. — Principe de l'étage d'entrée à deux transistors en série.

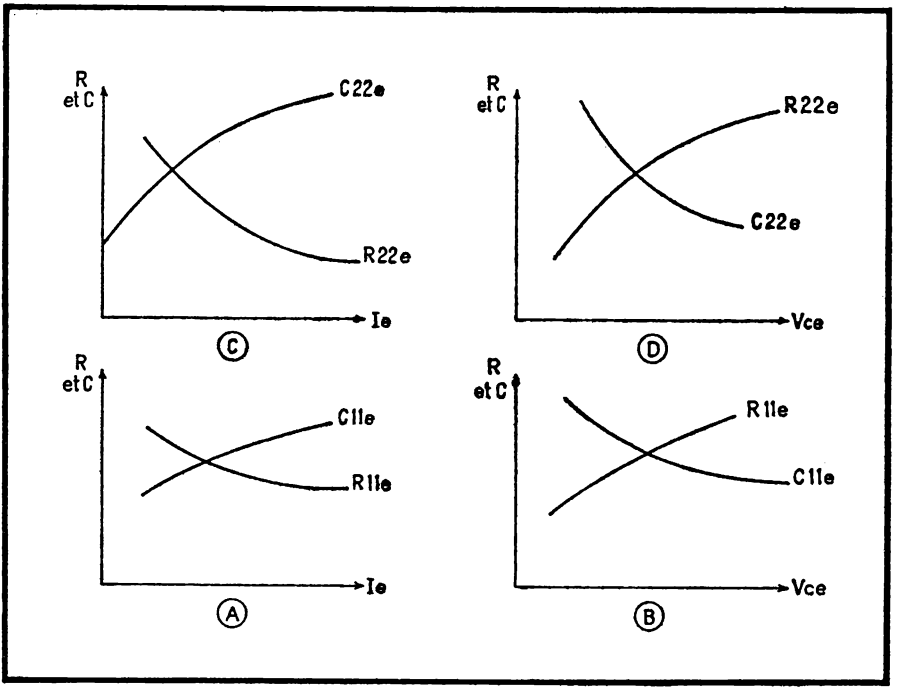


Fig. 3-10. — Courbes théoriques montrant les variations des résistances et des capacités d'entrée et de sortie en fonction de I_e et de V_{ce}.

BREVET 868.631 *C.F.T.H.*

Ce brevet couvre un schéma permettant de maintenir constante la largeur de bande d'un amplificateur H.F. commandé par une C.A.G.

Par ce schéma, on modifie simultanément la tension émetteur-collecteur et l'intensité du courant émetteur de façon que les impédances d'entrée et de sortie de l'étage demeurent sensiblement constantes.

En effet, une variation dans le même sens de la tension V_{ce} et de l'intensité I_e entraînent des variations de sens opposés des impédances d'entrée et de sortie du transistor. La figure 3-10 donne des courbes théoriques montrant les variations des résistances et des capacités d'entrée et de sortie en fonction de I_e et de V_{ce}.

On voit (A) qu'une augmentation de I_e entraîne une diminution de R_{11e} et une augmentation de C_{11e}. De même (B), une augmentation de V_{ce} détermine une variation de sens contraire de R_{11e} et de C_{11e}.

Il en est de même en sortie (C et D). En dosant convenablement l'augmentation de ces deux paramètres on peut obtenir une compensation presque totale des variations d'impédance d'entrée et de sortie, seul le gain de l'étage varie.

Le schéma théorique de l'étage est donné sur la figure 3-11. La tension de C.A.G. est asservie au niveau du signal. Elle détermine un courant d'intensité variable I dans un pont diviseur formé par les résistances R_5 et R_6. La polarisation du transistor est obtenue à l'aide d'un pont classique (R_1 et R_2) réuni, d'une part à la source d'alimentation et d'autre part au

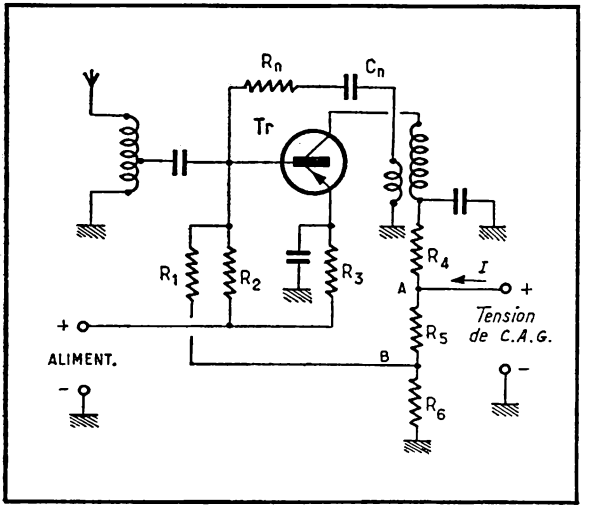


Fig. 3-11. — Schéma théorique d'un amplificateur H.F. contrôlé par C.A.G. agissant à la fois sur I_e et sur V_{ce} de façon à maintenir constantes les impédances d'entrée et de sortie.

circuit C.A.G. par le diviseur. Le choix des valeurs des résistances R_5 et R_6 dépend du transistor et du circuit de façon à obtenir une compensation parfaite. Le collecteur, de son côté, reçoit la totalité de la tension de C.A.G.

Une augmentation du niveau du signal provoque une augmentation de I, donc une chute de tension plus importante dans le pont diviseur. Les pola-

risations A et B deviennent plus positives. Ce qui diminue la polarisation négative de la base du transistor par rapport à l'émetteur. Cela entraîne une diminution de l'intensité du courant émetteur. Donc I_c et V_{ce} diminuent de valeur en même temps. Il s'agit d'une C.A.G. inverse. Son application paraît très indiquée dans les amplificateurs F.I.

Selon les types de transistors utilisés, il y a lieu d'apporter certaines retouches à ce schéma de base. En effet, le comportement des transistors M.A.D.T. au germanium et P.E.P. au silicium ne sont pas comparables.

Le transistor P.E.P. présente une impédance constante lorsqu'on augmente simultanément I_c et V_{ce} ; tandis que le M.A.D.T. nécessite une diminution de V_{ce} pour une augmentation de I_c.

II. ROTACTEUR POUR LES BANDES I ET III

1. Différents schémas théoriques

1. 1. *ROTACTEUR A DEUX TRANSISTORS.*

Un tel schéma (fig. 3-12 *a*) ne peut être adopté en Europe par suite de la réglementation en vigueur. En effet, le transistor mélangeur est relié directement à l'antenne et le rayonnement perturbateur de l'oscillateur par celle-ci dépasse le niveau admis par les normes U.T.E. C 91 100, C 92 200 et C 92 210. Un appareil muni d'un tel rotacteur en bandes I et III gênerait les téléviseurs voisins par son rayonnement parasite.

De plus, le gain est faible (environ 15 dB) et ce rotacteur ne permet pas la réception des stations lointaines.

1. 2. *ROTACTEUR A TROIS TRANSISTORS.*

C'est le schéma (fig. 3-12 *b*) le plus répandu ; et nous allons l'étudier en détail. De nombreuses réalisations sont disponibles chez les principaux constructeurs mondiaux. Des légères variantes de schémas sont à relever selon les transistors utilisés et les études des différents laboratoires. Le gain total est de l'ordre de 30 dB pour un facteur de bruit de 4 à 6 dB. La dynamique de C.A.G. atteint 26 à 30 dB. Les blindages sont étudiés en vue de réduire le rayonnement parasite au niveau le plus faible possible.

Ses différentes caractéristiques sont égales sinon meilleures à celles des rotacteurs à tubes.

Il faut encore faire attention à ne pas surcharger l'entrée par un signal trop fort. Si l'appareil est utilisé près d'un émetteur puissant, il faut placer un atténuateur convenable à l'entrée du téléviseur. On évite ainsi tout risque de transmodulation.

1. 3. *ROTACTEUR A QUATRE TRANSISTORS.*

C'est le rotacteur équipant le récepteur de luxe à sensibilité poussée (fig. 3-12 *c*). Le circuit d'entrée « cascode » a été étudié au paragraphe précédent. Il permet l'application d'une C.A.G. énergique (30 dB) sans déformation de la courbe d'entrée. Celle-ci peut être plus serrée et le gain total est légèrement plus élevé. Il peut atteindre 40 dB.

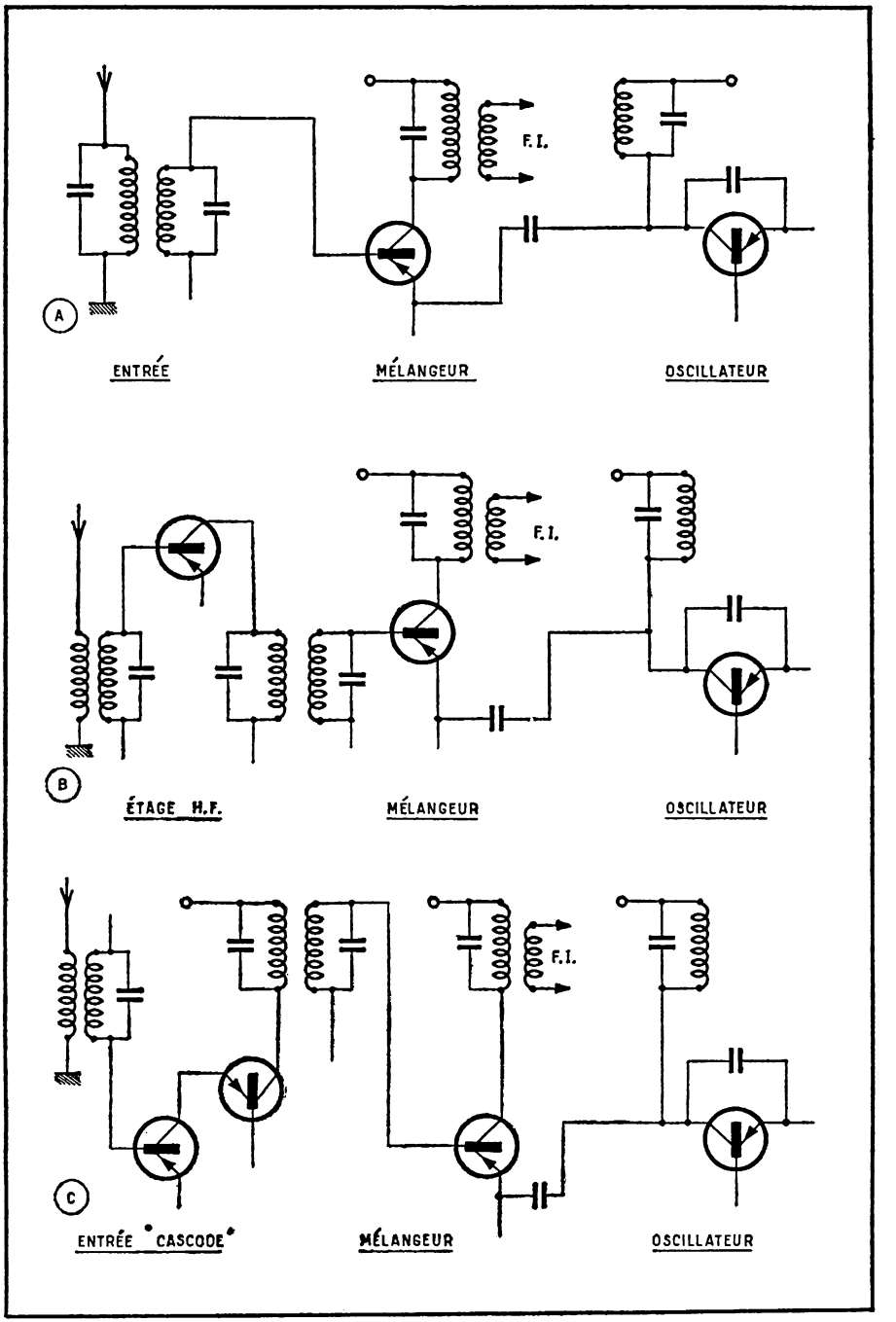


Fig. 3-12. — Différents schémas théoriques de rotacteurs.

2. Fréquences d'accord et bande passante du rotacteur en fonction des standards

2. 1. *STANDARD 819 LIGNES FRANÇAIS (NORME E).*

Les caractéristiques principales des différents standards mondiaux ont été données au chapitre I. En bandes I et III, les canaux ont une largeur de 13,15 MHz sauf Paris et Lille dont la largeur du canal est de 14 MHz. D'autre part les canaux pairs sont directs (porteuse vision à une fréquence supérieure à celle de la porteuse son), et les canaux impairs sont inversés.

La figure 3-13 donne, pour les différents canaux, la courbe du rotacteur par rapport au spectre de fréquences transmis par les émetteurs. On voit qu'au voisinage de la porteuse vision on reçoit les deux bandes latérales. Si le récepteur amplifiait uniformément ce signal, la tension délivrée aux fréquences basses par le détecteur serait double de ce qu'elle est aux fréquences élevées. Il faut donc compenser cette dissymétrie et c'est pour cela que la

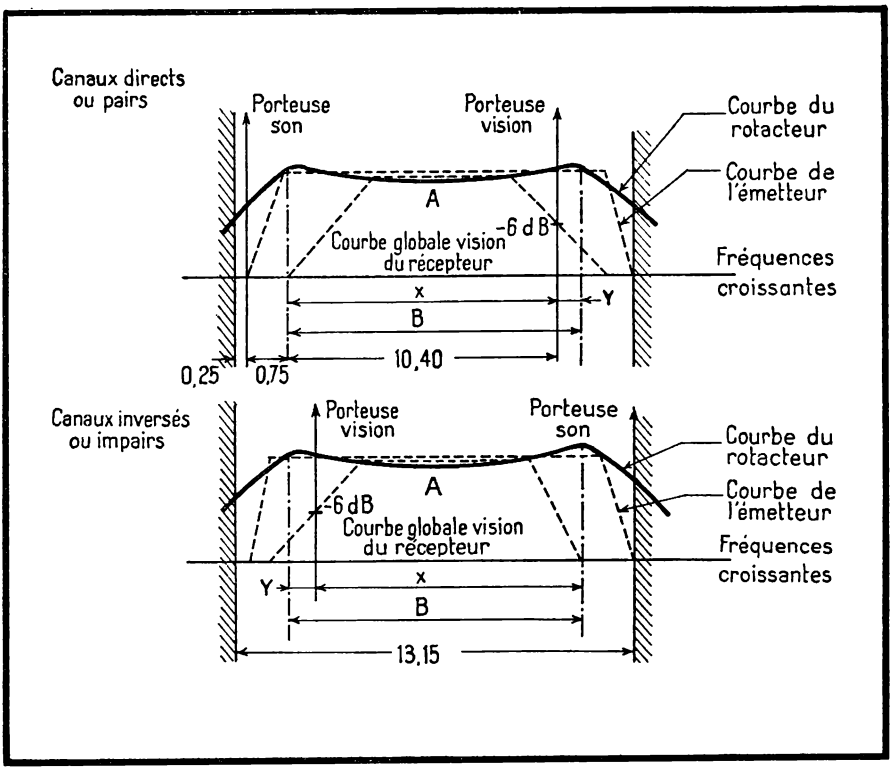


Fig. 3-13. — Courbe du rotacteur et du récepteur en fonction du spectre de fréquences transmis par les émetteurs.

courbe globale du récepteur doit être telle que la porteuse vision soit atténuée de 6 dB par rapport à la porteuse son.

Cette courbe globale est tracée en pointillés sur la figure. Cette atténuation de la porteuse vision est réalisée par l'amplificateur F.I. et non par le rotacteur.

Le rotacteur est étudié de telle façon que la courbe de réponse H.F. couvre tout le canal à recevoir.

On peut alors définir les valeurs qui vont caractériser le rotacteur. La bande totale B entre les deux bosses de la courbe du rotacteur doit être égale à l'écart de fréquence entre les deux porteuses qui est de 11,15 MHz. On choisit généralement B = 11,2 MHz. Il ne faut pas non plus déborder sur les canaux adjacents, ce qui impose un coefficient de surtension des circuits assez élevé.

La valeur de la bande vidéo doit être : x = 10 MHz et la transmission du « talon » : y = 1,2 MHz. Ce qui permet de définir le centre géométrique de la bande globale du rotacteur (A) par rapport à la fréquence porteuse vision. On suppose que la courbe est bien symétrique. Pour tous les canaux, le centre A est situé à une fréquence inférieure de 4,4 MHz à la porteuse vision pour les canaux pairs et à une fréquence supérieure de 4,4 MHz à la porteuse vision pour les canaux impairs.

Les valeurs de fréquence intermédiaire ont été normalisées en France pour le premier programme par le S.C.A.R.T. (septembre 1960) de la façon suivante :

— fréquence intermédiaire vision : 28,05 MHz ;
— fréquence intermédiaire son : 39,20 MHz.

On fixe la fréquence de l'oscillateur pour chacun des canaux au moyen des relations ci-dessous :

— pour les canaux directs :
$F_O = F_S + F_{IS} = F_V + F_{IV}$ (battement supérieur) ;
— pour les canaux inversés :
$F_O = F_S - F_{IS} = F_V - F_{IV}$ (battement inférieur) ;

avec :

F_O = fréquence de l'oscillateur,
F_S = fréquence porteuse son,
F_{IS} = fréquence intermédiaire son (39,20 MHz),
F_V = fréquence porteuse vision,
F_{IV} = fréquence intermédiaire vision (28,05 MHz).

Par exemple pour le canal 12 F, on a :

F_S = 201,70 MHz,
F_O = 201,70 + 39,2 = 240,9 MHz,
F_V = 212,85 MHz,
F_O = 212,85 + 28,05 = 240,9 MHz.

Si la bande passante totale du récepteur pour une atténuation de 6 dB est de 10 MHz, le centre de la bande vision en fréquence intermédiaire est : 28,05 + B/2 = 33,05 MHz.

2. 2. *DIFFÉRENTS STANDARDS MONDIAUX.*

Le *standard européen* « *Gerber* » (norme B) appelé souvent improprement C.C.I.R. est caractérisé par un écart de porteuses de 5,5 MHz et une largeur de canal de 7 MHz. L'impédance d'entrée du rotacteur est de 300 Ω au lieu de 75 Ω pour la France. Les valeurs de F.I. pour la vision 38,9 MHz et pour le son 33,4 MHz sont normalisées. Les canaux sont tous dans le

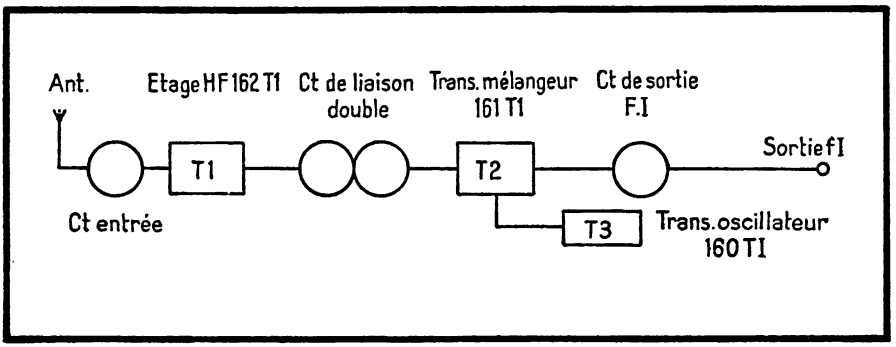


Fig. 3-14. — Schéma synoptique du rotacteur étudié.

même sens ; la fréquence vision est inférieure de 5,5 MHz à la fréquence son. La fréquence de l'oscillateur est toujours supérieure aux fréquences à recevoir.

$$Fo = Fs + Fis = Fv + Fiv.$$

Par exemple, pour le canal 12 E, on a :

$Fs = 229{,}75$ MHz,
$Fo = 229{,}75 + 33{,}40 = 263{,}15$ MHz,
$Fv = 224{,}25$ MHz,
$Fo = 224{,}25 + 38{,}90 = 263{,}15$ MHz.

Le *standard anglais* (norme A) 405 lignes a un écart de porteuses de 3,5 MHz. La fréquence vision est supérieure à la fréquence son dans tous les canaux. Les valeurs de F.I. normalisées sont : vision 34,65 MHz, son 38,15 MHz.

Le *standard américain* (F.C.C.) 525 lignes a un écart de porteuses de 4,5 MHz. La fréquence vision est inférieure à la fréquence son dans tous les canaux. Les valeurs de F.I. normalisées sont : vision 45,75 MHz, son 41,25 MHz.

Le Japon, qui utilise le standard américain, préfère souvent les valeurs de F.I. suivantes : vision 25,75 MHz, son 21,25 MHz.

Le *standard O.I.R.T.* (normes D et K). La norme D est adoptée par les pays de l'Est en bandes I et III. La norme K est devenue le standard pour certains pays africains aussi bien en V.H.F. qu'en U.H.F. C'est un 625 lignes, à canal de 8 MHz et écart de porteuses de 6,5 MHz. La fréquence

vision est inférieure à la fréquence son. Les valeurs de F.I. normalisées sont :

U.R.S.S. soit : F.I. vision 34,25 MHz. — F.I. son 27,75 MHz.
soit : F.I. vision 38 MHz. — F.I. son 31,5 MHz.
Pologne : F.I. vision 38 MHz. — F.I. son 31,5 MHz.
Roumanie : F.I. vision 34,5 MHz. — F.I. son 28 MHz.
Tchécoslovaquie : F.I. vision 34,25 MHz. — F.I. son 27,75 MHz.

Pour les pays africains d'expression française l'O.C.O.R.A. (Office de Coopération Radiophonique) recommande les valeurs suivantes : F.I. vision : 40,25 MHz. — F.I. son : 33,7 MHz.

L'oscillateur est toujours réglé sur le battement supérieur.

3. Etude d'un rotacteur

Afin de pouvoir examiner en détail les problèmes qui se posent pour l'établissement des circuits d'un rotacteur, nous avons pris en exemple l'étude

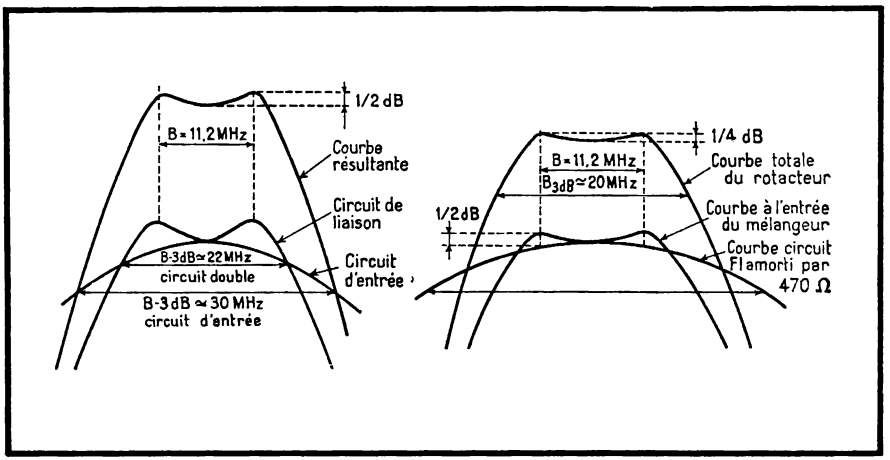


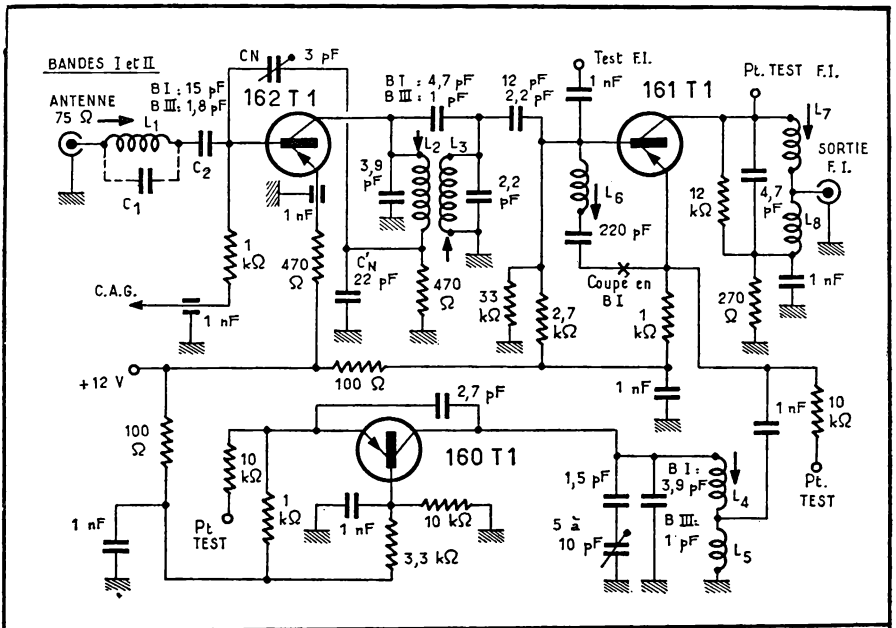
Fig. 3-15. — Courbes théoriques à l'entrée de l'étage mélangeur (à gauche) et du rotacteur total (à droite). On sait que les courbes réelles ne sont jamais parfaitement symétriques.

d'un rotacteur pour le premier programme français (bandes I et III) à trois transistors (étude *Sesco*).

La figure 3-14 donne le schéma synoptique obtenu pour chaque canal. Le circuit d'entrée est simple, sa bande passante à —3dB est de 30 MHz. Le circuit de liaison est double et surcouplé, sa bande passante à —3 dB est de 22 MHz, entre bosses : 11 MHz. Le circuit de sortie F.I. est simple, sa bande passante à —3 dB est de 30 MHz. Ainsi la bande passante totale du rotacteur est de 20 MHz à —3 dB, entre bosses : 11 MHz.

La figure 3-15 donne ces différentes courbes. Ce sont des courbes théoriques, car celles relevées sur des rotacteurs ne sont jamais parfaitement symétriques.

La figure 3-16 montre le schéma de principe du rotacteur, tandis que sa réalisation pratique est donnée par la figure 3-17.



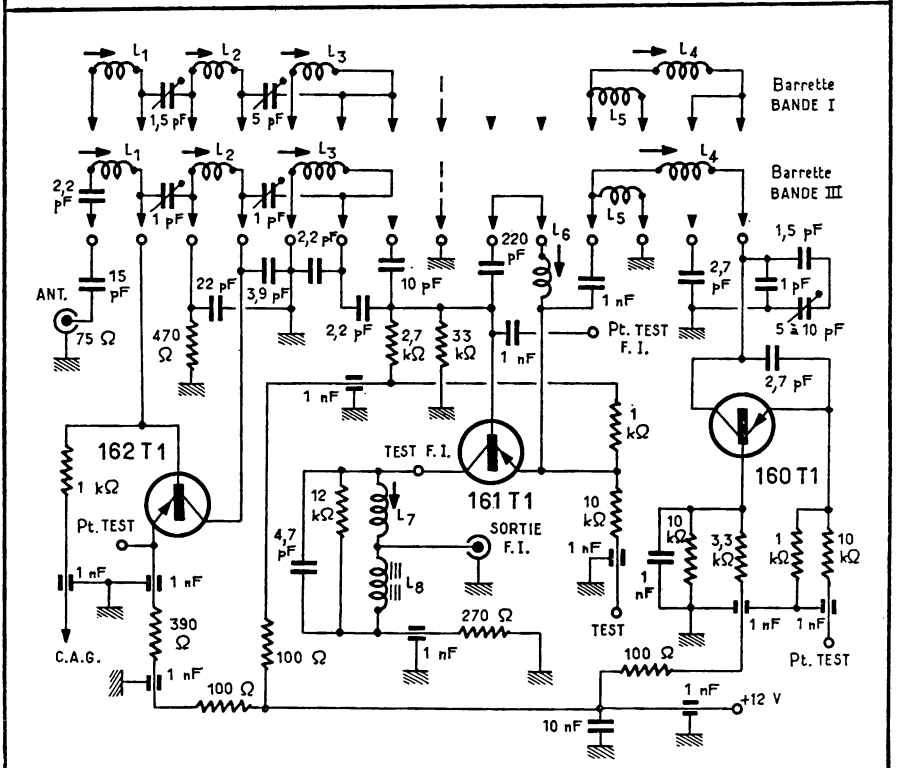


Fig. 3-16 (en haut). — Schéma de principe du rotacteur V.H.F. Sesco.
Fig. 3-17 (en bas). — Schéma complet de réalisation du rotacteur V.H.F. Sesco.

3. 1. *ÉTUDE DE L'ÉTAGE HAUTE FRÉQUENCE.*

Afin de pouvoir raisonner sur des chiffres précis, il a fallu fixer son choix sur des transistors existants. On sait que les types de transistors évoluent très rapidement et que ceux choisis seront remplacés par d'autres dans un délai relativement court. Connaissant alors les différences de caractéristiques, il sera possible au lecteur d'apprécier les variations de valeurs à apporter au schéma. Le mode de calcul restera le même et c'est le principal pour l'information du lecteur. Il en sera de même pour tous les exemples précis donnés dans ce livre.

L'étage H.F. doit couvrir : d'une part la bande I (48 à 61,15 MHz) fréquence moyenne 55 MHz, d'autre part la bande III (168,4 à 208,45 MHz) valeur moyenne 188 MHz ; voyons quelles sont les caractéristiques du transistor 162 T 1 pour ces deux fréquences.

Le courant de repos $I_E = 3$ mA et la tension $V_{EC} = 9$ V.

Bande III (188 MHz)		Bande I (55 MHz)
R_{11e} = 60 Ω		150 Ω G_{11} = 6700 µmhos
C_{11e} = 2,4 pF		14 pF
R_{22e} = 3,5 kΩ		30 kΩ G_{22} = 33 µmhos
C_{22e} = 1,4 pF		1,5 pF
C_{12e} = 0,55 pF		0,65 pF
$\|S_e\|$ = 35 mA/V		55 mA/V
φ_{21e} = —78°		—30°
φ_{21e} = —90°		—90°

(φ_{21e} est l'angle de phase de la pente inverse et φ_{12e} est l'angle de phase de la pente directe, ces valeurs servent à calculer la stabilité de l'étage.)

Ces valeurs sont en fait les paramètres y, mais exprimés en R et C parallèles.

3. 1. 1. LE CIRCUIT D'ANTENNE.

La figure 3-18 donne les différents schémas théoriques qui peuvent être adoptés pour relier l'antenne au premier transistor. L'adaptation des impédances peut se faire selon une méthode inductive ou capacitive. En France, ce sont les schémas D, E et F qui sont les plus souvent employés.

Dans notre étude, c'est le schéma F qui est adopté. C'est un circuit série accordé simple, avec liaison au transistor par un condensateur.

Le condensateur C_1 en pointillés (fig. 3-16) représente la capacité répartie de la bobine. On a fait figurer également en F (fig. 3-18) les capacités parasites (C) entre la prise d'antenne du récepteur et le bobinage.

Le circuit d'entrée est donc accordé par ces deux capacités C_1 et C. Le calcul donne pour $C_1 = 4{,}7$ pF en bandes I et III. C est estimé à 7,5 pF en bande III et 18 pF en bande I.

Le condensateur C_2 est très important ; il sert à adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance d'entrée du transistor à la fréquence considérée. L'impédance de l'antenne est de 75 Ω ; l'impédance d'entrée du transistor

est de 60 Ω en bande III et de 150 Ω en bande I. C'est pourquoi il faut commuter C_2 selon les canaux. Sur le rotacteur on place un condensateur de 15 pF, valeur nécessaire pour la bande I. Sur les barrettes des canaux de la bande III on prévoit un condensateur de 2,2 pF. Placé en série avec le condensateur de 15 pF, on obtient en définitive la valeur de 1,8 pF calculée pour cette bande.

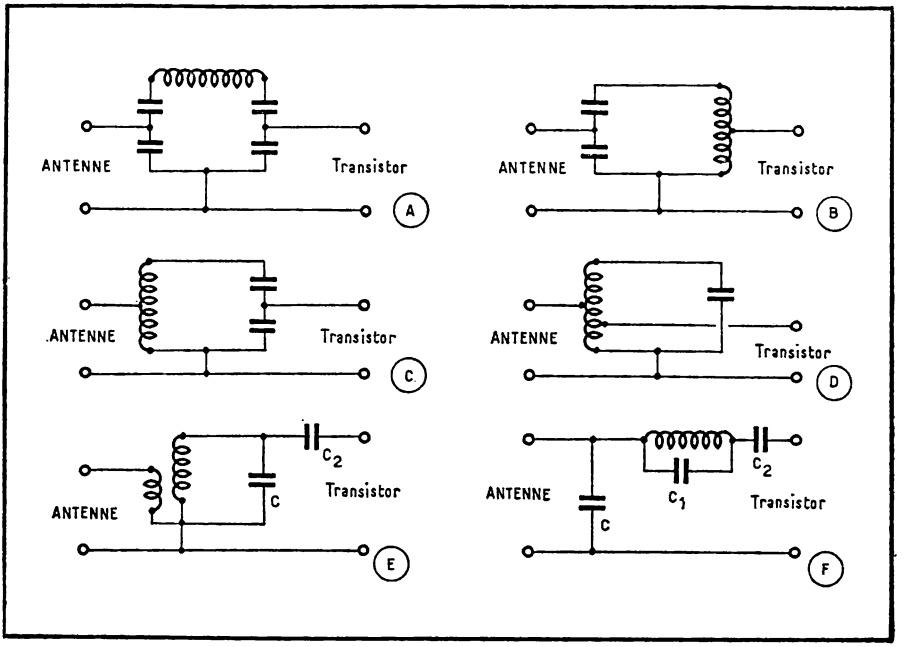


Fig. 3-18. — Différents schémas théoriques pour relier l'antenne au premier transistor.

Le bobinage L_1 d'entrée est prévu avec un coefficient de surtension à vide le plus élevé possible, afin d'avoir une bonne sélectivité d'entrée : Q_o = 150 en bande III et 60 en bande I. En effet, étant donné la largeur de la bande à amplifier, le coefficient de surtension en charge n'est plus que de 6,3 en bande III et 1,83 en bande I.

3. 1. 2. Le filtre de bande de liaison.

Le circuit de liaison entre le premier étage et le mélangeur est constitué par un filtre de bande à deux circuits accordés identiques pour des raisons de facilité de réalisation. Le transformateur est légèrement surcouplé pour faire apparaître deux bosses dans la bande passante.

Ce circuit, conjointement avec le circuit d'entrée, présente une bande passante ayant un palier approximativement plat. Le creux dans la bande passante à la fréquence centrale doit correspondre à une atténuation de 1/2 dB. Il ne doit jamais dépasser 1 dB (fig. 3-15 *a*).

En bande III, le coefficient de surtension à vide Q_o = 150 donne un

coefficient de surtension en charge de 21. On constate que la bande passante est due en grande partie au circuit de liaison ; ce qui met à l'abri des dispersions des paramètres du transistor.

Si les bobinages sont identiques, les capacités d'accord au primaire et au secondaire ne le sont pas, pour tenir compte des capacités parasites et des capacités d'entrée et de sortie des transistors.

La capacité de liaison au transistor mélangeur doit être commutée selon les bandes. En effet, elle doit adapter l'impédance de charge du secondaire du filtre de bande à l'impédance d'entrée du transistor mélangeur.

Le gain en puissance entre l'antenne et le mélangeur en bande III est de 13,6 dB pour ces valeurs.

La stabilité de l'étage, toujours en bande III est excellente (s = 200) sans neutrodyne.

En bande I, la capacité de liaison avec le mélangeur est plus élevée (12 pF contre 2,2 pF en bande III). Le gain en puissance de l'étage est de 23 dB. En l'absence de neutrodyne, la stabilité de l'étage est précaire (s = 7).

3. 1. 3. Le circuit neutrodyne de l'étage H.F.

Pour améliorer la stabilité de l'étage H.F., spécialement en bande I, il est nécessaire de neutrodyner le circuit. Cela est obtenu par les capacités C_N et C'_N (fig. 3-16). Ce circuit diffère légèrement du circuit classique par couplage magnétique accordé par $C_{b'c}$ (fig. 3-19). L'inconvénient du circuit par couplage magnétique est qu'il nécessite la commutation d'un bobinage supplémentaire pour chacun des canaux.

La tension réinjectée doit évidemment être en opposition de phase avec la tension H.F. du collecteur. Pour satisfaire à cette condition, C'_N ne doit

---

Note

L'étage d'entrée consiste en une association d'un circuit simple et d'un circuit double La formule adoptée ici pour le calcul du facteur de stabilité est :

$$s = \frac{2\,(G_G + G_{11})\,(G_{22} + G_o + G_a)\,(1 + k_2\,Q_1\,Q_2)}{|\,Y_{12}\,Y_{21}\,|\;[1 + \cos\,(\varphi_{12} + \varphi_{21})]}$$

où Q_1 et Q_2 représentent le coefficient de surtension en charge du circuit d'entrée et du primaire du filtre de bande,

φ_{12} et φ_{21} sont respectivement l'angle de phase de la pente inverse et directe à 188 MHz,

G_G est la conductance du générateur d'entrée : 75 Ω de l'antenne,

G_o est faible devant G_{22}.

G_a est la conductance d'amortissement primaire.

Avec cette formule, plus s est grand, plus la stabilité de l'étage est bonne.

Souvent on rencontre dans les ouvrages spécialisés une autre formule dans laquelle plus s est de valeur faible, plus la stabilité est bonne. Pour un montage émetteur commun en alternatif :

$$s = \frac{1}{1 + \dfrac{\beta\,(R_e + r_e)}{R_B + r_{bb'} + R_e + r_e}}$$

où

R_B est la résistance équivalente de base avec Rb1 et Rb2 en parallèle,

Rb1 et Rb2 sont les résistances d'alimentation de la base,

$r_{bb'}$ et r_e sont les résistances internes série avec la base et avec l'émetteur

β est le gain de l'étage.

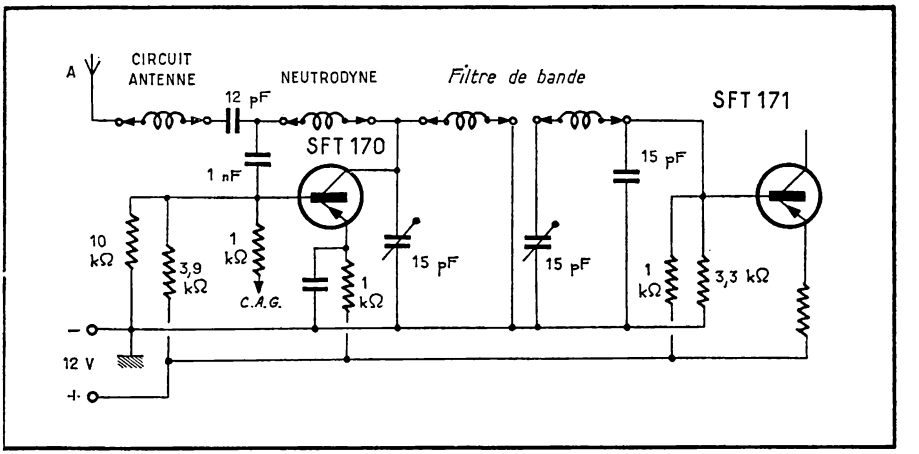


Fig. 3-19. — Circuit neutrodyne par couplage magnétique.

pas trop intervenir dans l'accord du circuit et le déphasage provoqué par la résistance d'alimentation doit être faible. A ce moment C'N peut être considéré uniquement comme l'organe déphaseur équivalent au bobinage habituel. Toutefois le choix de CN et de C'N est déterminé par un compromis. Ces valeurs ne doivent pas être trop grandes, car elles sont en parallèle sur l'entrée du transistor H.F. et le gain de l'étage décroît. CN est un ajustable 0,5 à 3 pF qu'il faut régler à environ 1 pF en bande III et 1,5 pF en bande I.

C'N a une capacité de 22 pF pour les deux bandes. Le circuit de neutrodyne doit être réglé pour chacun des canaux afin d'obtenir les meilleurs résultats.

La stabilité devient : s = 35 en bande I
et s = 1000 en bande III
l'étage est donc parfaitement stable.

3. 2. *ÉTUDE DE L'ÉTAGE MÉLANGEUR.*

Le transistor utilisé (161 T 1) présente les caractéristiques suivantes pour I_E = 1,5 mA, V_{CE} = 9 V, V_{OS} = 500 mV.

En bande III (188 MHz)	En bande I (55 MHz)
R_{11e} = 60 Ω	150 Ω
C_{11e} = 2,4 pF	14 pF
R_{22e} = 2,7 kΩ	30 kΩ
C_{22e} = 1,5 pF	1,5 pF
C_{12e} = 0,6 pF	0,75 pF
|S| = 35 mA/V	55 mA/V
φ_{21e} = —80°	—30°
φ_{12e} = —90°	—90°

Le mélangeur reçoit séparément le signal haute fréquence en provenance du premier étage et la tension de l'oscillateur local. Le mélange s'effectue

par l'intermédiaire de la courbure de la caractéristique d'entrée du transistor. L'oscillation locale est appliquée sur l'émetteur, le signal H.F. sur la base. Le primaire du filtre de bande F.I. est disposé dans le collecteur. Le secondaire est situé sur le châssis amplificateur F.I. Le couplage entre primaire et secondaire est réalisé par le câble coaxial de liaison. La bande passante du filtre F.I. est de 10 MHz à —3 dB.

Le fonctionnement du mélangeur diffère sensiblement de celui d'un amplificateur. En effet, la tension délivrée par l'oscillateur étant élevée (500 mV), le mélangeur a un fonctionnement non linéaire très accentué.

On retrouve dans le circuit collecteur un signal F.I., les harmoniques de l'oscillateur et une composante du signal d'entrée. Le circuit de sortie est accordé sur la valeur de la F.I., les autres composantes du courant collecteur doivent être court-circuitées par ce circuit s'il est bien étudié.

La présence de l'oscillateur modifie la pente et les admittances d'entrée et de sortie du transistor mélangeur. La pente de conversion est nulle en l'absence de tension d'oscillation, elle croît ensuite pour rejoindre la pente du transistor pour des valeurs très grandes de tension d'oscillation. On a donc intérêt de choisir une tension d'oscillation relativement élevée (500 mV). Cependant, la tension qui participe effectivement à la modulation du transistor mélangeur est beaucoup plus faible par suite du diviseur de tension formé par $r_{bb'}$ et $C_{b'e}$. Cet effet est d'autant plus accentué que la fréquence est plus élevée.

D'autre part, la capacité de sortie diminue avec la tension d'oscillation ainsi que la conductance et la capacité d'entrée du transistor.

On peut estimer que la tension d'oscillation effectivement appliquée sur la base interne (b') est de l'ordre de 100 mV et que la résistance d'entrée est multipliée par deux, soit 120 Ω en bande III.

Il ne faut cependant pas trop augmenter la tension d'oscillation car malgré les blindages et les précautions prises, le rayonnement par l'antenne ne pourrait être maintenu à une valeur faible.

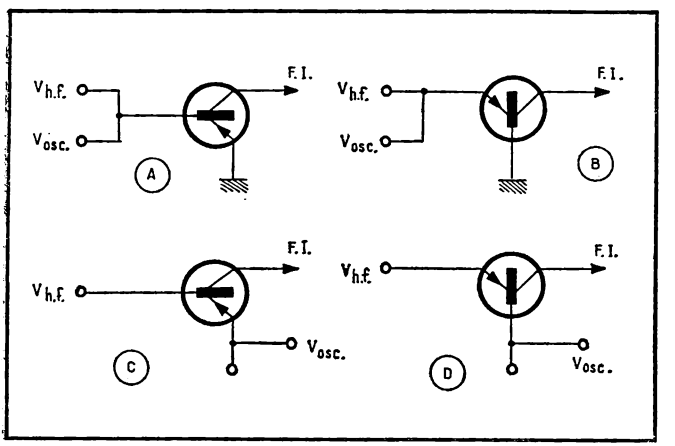


Fig. 3-20. — Solutions théoriques pour le mélange de l'onde incidente et de l'oscillation locale.

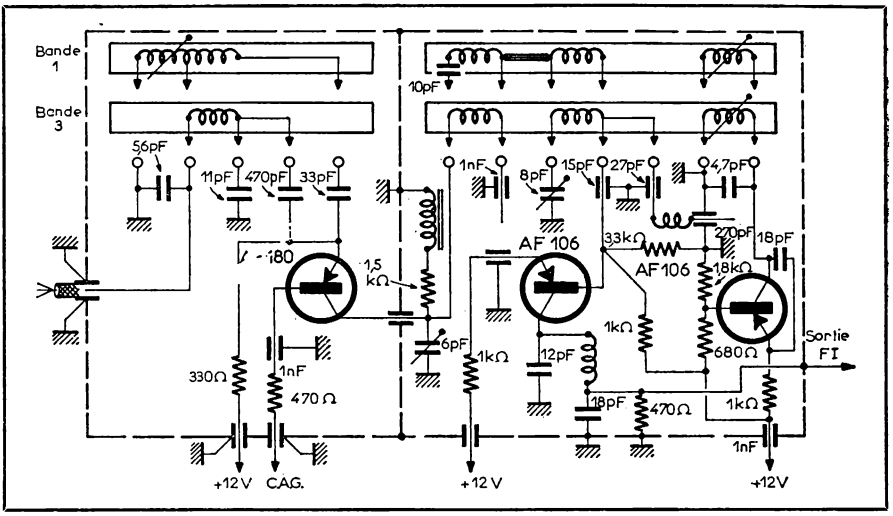


Fig. 3-21. — Rotacteur Oréga.

En bande III, avec $r_{bb'} = 50\ \Omega$ et $C_{b'e} = 50$ pF, $V_{b'e\ osc}$ est de l'ordre de 100 mV. Dans ces conditions la pente de conversion peut être estimée à 10 mA/V, le gain en puissance est compris entre 10 et 12 dB. La résistance d'entrée augmente (120 Ω), $G_{11} = 8\,300$ µmhos, $C_{11} = 2$ pF. La résistance de sortie augmente et sa valeur pour la F.I. à 33 MHz est de 50 kΩ, $G_{22} = 20$ µmhos, $C_{22} = 1{,}1$ pF.

En *bande I*, la tension d'oscillation réelle sur b' est de 200 mV. Le gain en puissance du mélangeur atteint 14 dB

Circuit neutrodyne du mélangeur.

La caractéristique d'entrée du mélangeur étant une exponentielle, le mélange des signaux se traduit à l'entrée par l'existence d'une composante F.I. qui diminue le gain de conversion, ce qui se traduit par une contre-réaction. On pallie cet inconvénient en court-circuitant la base et l'émetteur, pour la valeur de la F.I., par un circuit résonnant à large bande (50 MHz). On évite ainsi la réaction d'émetteur ; on augmente le gain en puissance de l'étage et la stabilité de l'étage F.I.

Ce circuit ne peut être utilisé en bande I, car il déborde sur le spectre de l'onde incidente qui se rapproche de la valeur de la F.I. On noterait alors une diminution du gain de conversion particulièrement sur le canal 2.

C'est pourquoi le filtre L 6 et C 220 pF est coupé par les barrettes bande I (fig. 3-16 et 3-17).

Ce schéma de mélangeur n'est pas le seul existant, théoriquement on peut adopter l'une des solutions de la figure 3-20.

La solution choisie par *Sesco*, et qui vient d'être décrite, correspond au schéma C. Plusieurs réalisations françaises utilisent le schéma A. Les dispositions B et D ne sont plus guère employées dans les modèles récents.

A titre d'exemple, la figure 3-21 donne le schéma du rotacteur *Oréga*. L'étage d'entrée est en base commune, ce qui évite de neutrodyner. Le mélangeur reçoit les deux signaux sur la base du transistor (A). L'oscillateur est classique. La C.A.G. est directe.

3. 3. *ÉTUDE DE L'OSCILLATEUR LOCAL.*

Les deux principaux circuits théoriques qui peuvent être utilisés avec des transistors sont indiqués sur la figure 3-22. En A, il s'agit d'un oscillateur Colpitts monté en base commune ; c'est le plus utilisé. Comme les signaux émetteur et collecteur sont en phase dans un montage à base commune, il suffit d'une petite capacité C_1 pour assurer l'oscillation. La valeur de la tension d'oscillation est stable pour toutes les fréquences des bandes I et III. En effet, une contre-réaction interne compense la réduction de gain du transistor lorsque la fréquence augmente.

En B, c'est un oscillateur monté en émetteur commun. Il nécessite un bobinage supplémentaire pour obtenir le déphasage nécessaire à l'oscillation. En effet, dans un montage en émetteur commun, les signaux sur la base et sur le collecteur sont en opposition de phase. La contre-réaction interne est également en opposition de phase avec la contre-réaction externe ; de ce fait la valeur de la tension d'oscillation diminue lorsque la fréquence augmente. C'est pourquoi ce schéma est peu employé.

Ces circuits théoriques ont été dessinés avec un accord parallèle. On peut envisager également un accord série ou série-parallèle.

La figure 3-23 donne les différents schémas théoriques de liaison entre l'oscillateur et le mélangeur. Cette liaison peut être inductive (A) ou capacitive (B à E) à haute ou à basse impédance. La méthode utilisée dépend de l'électrode d'injection dans le mélangeur. Lorsque la tension d'oscillation et le signal H.F. sont injectés sur la même électrode, la liaison H.F. doit être à basse impédance de façon à éviter le rayonnement parasite de l'oscil-

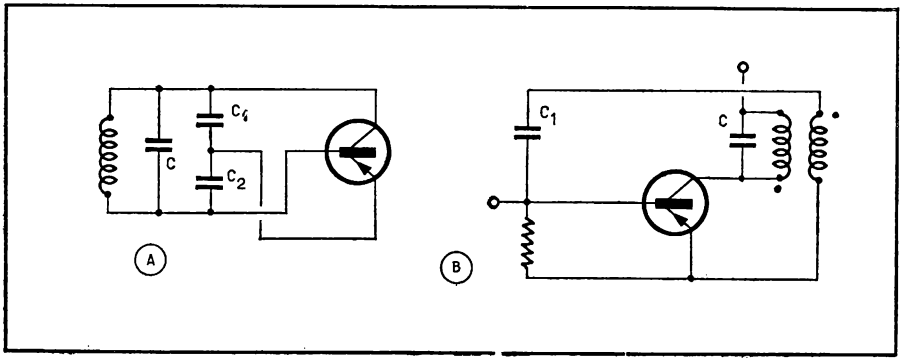


Fig. 3-22. — Schémas théoriques d'oscillateurs pour transistors. Les points indiquent le début des bobinages.

lateur dans l'antenne. Lorsque les points d'injection sont séparés, cette question d'impédance est moins critique.

La liaison inductive (A) nécessite un couplage serré entre les deux bobinages, spécialement en bande III.

La liaison par bobine d'arrêt et capacité (B et D) réduit l'action de l'oscillateur sur le mélangeur et permet un gain élevé sur toute la bande à recevoir.

La prise sur le bobinage oscillateur associée à une capacité de liaison (E) permet un ajustage précis des impédances des deux circuits : oscillateur et mélangeur.

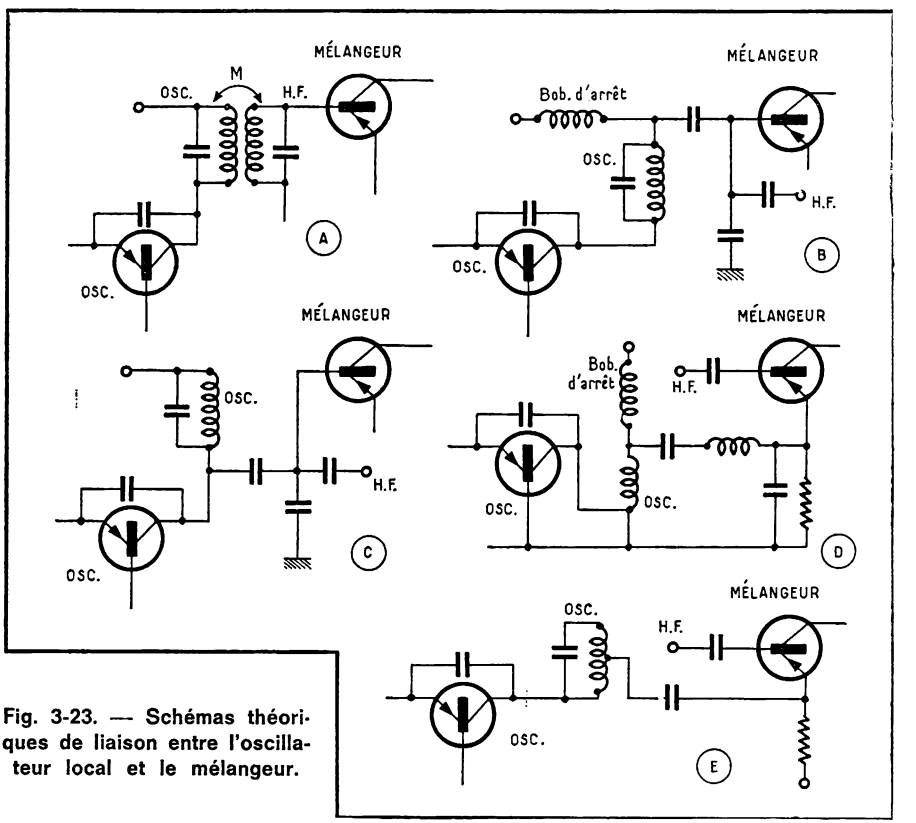


Fig. 3-23. — Schémas théoriques de liaison entre l'oscillateur local et le mélangeur.

Enfin, la liaison purement capacitive (C) est choisie lorsqu'on désire adopter la plus faible valeur de capacité possible pour éviter le rayonnement parasite et pour favoriser l'action du filtre F.I. de sortie. La valeur de la capacité de liaison est assez difficile à calculer et doit être ajustée empiriquement.

Le schéma adopté par l'étude *Sesco* est donné sur les figures 3-16 et 3-17. Le transistor est du type 160 T 1.

Pour un montage à base commune et une fréquence moyenne d'oscillation de 200 MHz, ce transistor présente les caractéristiques suivantes :

φ_{21b} = 70°
R_{22b} = 3,5 kΩ
R_{11b} = 8 Ω
$|S_b|$ = 35 mA/V
pour I_E = 3 mA.

L'oscillateur fonctionne en base commune. Les tensions d'entrée et de sortie sont en phase en basse fréquence. En haute fréquence l'angle de phase φ_{21b} est inférieur à 90°. Il suffit d'une capacité de réaction entre émetteur et collecteur pour amorcer les oscillations. Le déphasage produit par cette capacité et par la résistance d'entrée du transistor à la fréquence d'oscillation doit compenser exactement le déphasage de la pente φ_{21b}. Le gain de boucle est supérieur à l'unité et la limitation des oscillations intervient par la diminution de la pente du transistor aux forts niveaux d'oscillation. Ainsi, un état d'équilibre s'établit.

Pour déterminer l'oscillateur, on choisit d'abord la valeur de l'inductance d'accord pour chaque canal le plus élevé en fréquence des bandes I et III (canal 4 et canal 12). On calcule ensuite la capacité d'accord en tenant compte de la capacité de sortie du transistor et des capacités parasites. La capacité de réaction est ensuite déterminée en fonction de l'angle de phase de la pente φ_{21b}, de la résistance et de la capacité d'entrée du transistor à la fréquence d'oscillation.

Le coefficient de surtension en charge du circuit oscillant doit être le plus élevé possible pour une bonne stabilité en fréquence de l'oscillateur. La résistance de sortie du transistor étant imposée, la capacité d'accord doit être la plus élevée possible.

En bande III la capacité d'entrée du transistor a peu d'influence sur la valeur de la capacité de réaction. Il n'en est pas de même en bande I. Cependant une valeur unique de 2,7 pF a pu être adoptée pour les deux bandes.

La résistance de charge est de 1 kΩ. Cette valeur permet d'obtenir une tension d'oscillation de 500 mV dans les deux bandes. Une résistance plus élevée limite la tension de sortie de l'oscillateur. Une résistance plus faible conduit à une perte d'énergie plus grande qu'il faudrait compenser par une capacité de réaction plus importante.

La tension est prélevée aux bornes de l'inductance d'accord et injectée sur l'émetteur du collecteur par l'intermédiaire d'une capacité de 1 nF.

La bobine L_5 est constituée, en bande III, par une fraction de spire qu'il faut régler pour obtenir 500 mV_{eff} sur l'émetteur du transistor mélangeur.

Bien entendu la capacité d'accord du circuit est différente en bande I et en bande III. On remarque en parallèle sur la capacité fixe d'accord, le condensateur variable de « réglage fin » de l'oscillateur à la disposition de l'utilisateur.

La *stabilité* de l'oscillateur est affectée par des variations de tension d'alimentation et par des variations de température.

Une variation de tension d'alimentation se traduit par une modification du courant collecteur, donc par une modification du schéma équivalent du

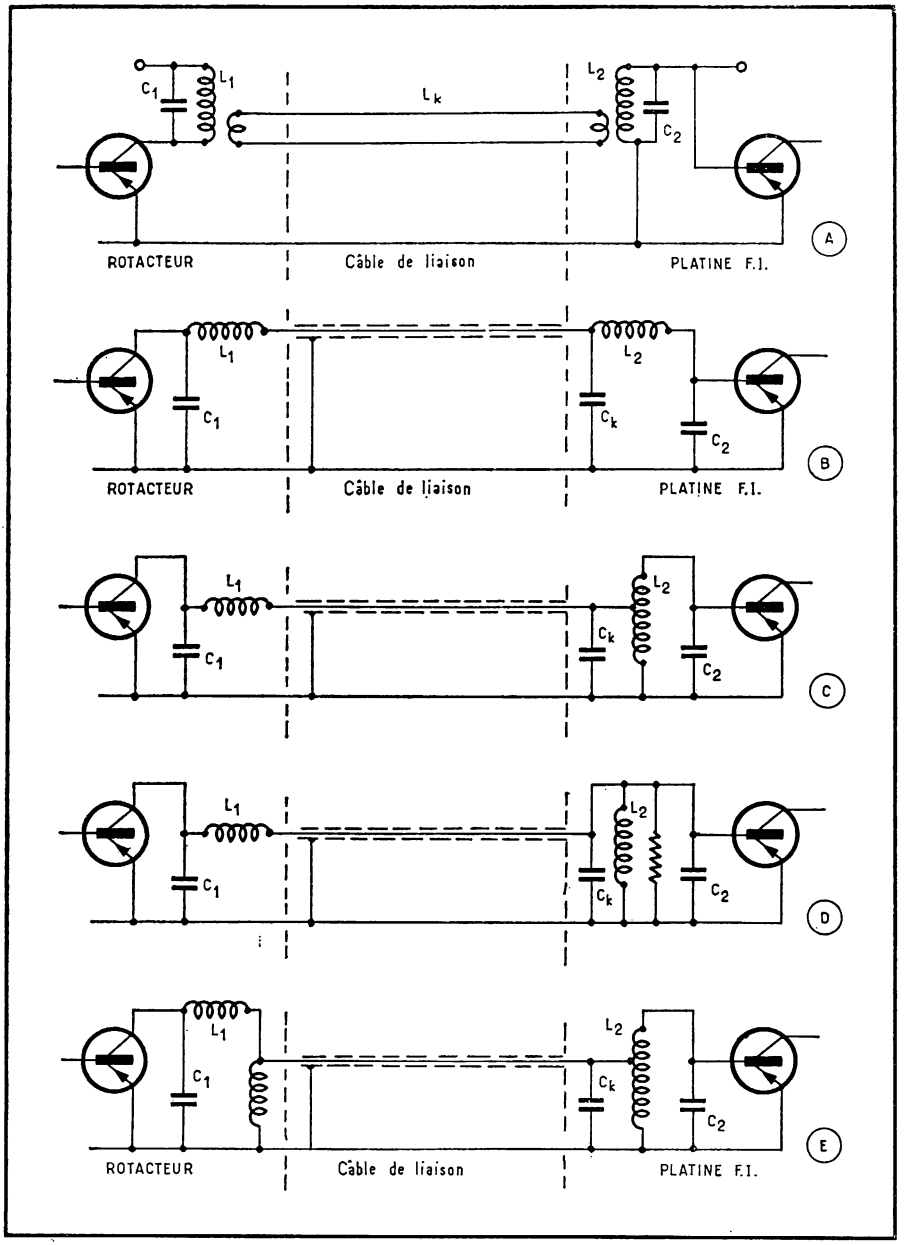


Fig. 3-24. — Schémas théoriques de circuit F. I. de sortie.

transistor. Parmi tous les éléments, ceux qui sont le plus sensibles à une variation de tension d'alimentation sont par ordre d'importance :

la pente,
l'angle de phase φ_{21b},
la capacité de réaction C_{12} ($C_{b'c}$),
la capacité de diffusion de l'émetteur.

La résistance de sortie n'intervient pas dans l'accord du circuit oscillant. De même, les conductances $G_{b'c}$ et $G_{b'e}$ n'interviennent pratiquement pas pour les fréquences couvertes.

Une diminution de la tension d'alimentation, le courant collecteur étant maintenu constant, se traduit par une diminution de la fréquence d'oscillation.

Inversement, la tension collecteur étant maintenue constante, une diminution du courant collecteur se traduit par une augmentation de la fréquence d'oscillation.

Dans l'étude *Sescosem*, les mesures ont donné les résultats suivants :

— bande III : $9\ V < V_{al} < 12\ V : \Delta f = 900$ kHz.

— bande I : $9\ V < V_{al} < 12\ V : \Delta f = 500$ kHz.

La stabilité du point de fonctionnement en fonction de la température est définie par le pont de base et la résistance d'émetteur. Le coefficient de stabilité obtenu est de l'ordre de 2,5. La dérive obtenue reste inférieure à 500 kHz, pour une température de 60°C en bande III.

D'autre part le *facteur de bruit* de ce rotacteur est excellent. Les mesures faites avec un générateur de 75 Ω d'impédance interne donnent en moyenne 7 dB en bande III et 6 dB en bande I.

3. 4. *ÉTUDE DU CIRCUIT F.I. DE SORTIE.*

Le collecteur du transistor mélangeur est chargé par le primaire du premier transformateur F.I. accordé sur 33 MHz. Le rôle de ce premier transformateur est très important, car c'est de lui que dépend la qualité de la courbe de réponse H.F.-F.I. du téléviseur.

Le rotacteur est toujours placé à une certaine distance de la platine F.I. ce qui pose un problème de liaison. Il ne peut être question de placer les deux enroulements du transformateur F.I. soit dans le rotacteur, soit sur la platine F.I. car la liaison à haute impédance occasionnerait des pertes et la rigueur de la courbe ne pourrait être obtenue.

La solution consiste à placer le primaire dans le rotacteur, le secondaire sur la platine F.I. et de disposer entre les deux une liaison à basse impédance 50 Ω ou 75 Ω. Celle-ci peut être inductive ou capacitive (fig. 3-24).

Le circuit inductif de la figure A est rarement employé par suite de sa difficulté de mise au point. Le circuit B est capacitif à la base : L_1 C_1 forment le circuit primaire, L_2 C_2 le circuit secondaire et C_k est la capacité de liaison à la base. La courbe de liaison est toujours assymétrique pour les coefficients de couplage importants. Ceci s'explique par le fait que le schéma est à la fois un filtre de bande et un filtre passe-bas.

Le circuit C est meilleur, mais des résonances parasites sont provoquées par la capacité du câble en liaison avec la portion de la bobine comprise entre la prise et la masse. La longueur du câble est critique pour obtenir une courbe correcte. D'autre part, l'endroit de la prise dans la platine F.I. pour un coefficient de couplage déterminé dépend beaucoup des rapports L_1 L_2 ou respectivement C_1 C_2. Notamment plus le rapport C_1 C_2 est grand, plus la prise va se déplacer vers le haut du bobinage.

Pour un certain rapport C_1 C_2, la prise nécessaire va se confondre avec l'extrémité de la bobine (D). Dans ce cas $C_1 = 8$ pF et $C_2 = 60$ pF pour la réalisation *Vidéon*. Le fait de disposer d'une capacité importante à l'entrée du transistor F.I. réduit considérablement les dérives qui peuvent provenir, soit de la variation de capacité d'entrée, soit de la variation du courant de ce transistor sous l'effet de C.A.G.

Le rotacteur *Sescosem* emploie le circuit E. Le circuit primaire est formé par L_1 C_1, L_1 possède une prise pour le branchement du câble. Il en est de même pour le secondaire. Un tel circuit bien réalisé permet de tracer une courbe tout à fait satisfaisante.

III. TUNER POUR LES BANDES IV ET V

1. Fréquences d'accord et bande passante du tuner en fonction des standards

Au chapitre 1, page 15, il a été donné les caractéristiques des différents standards mondiaux utilisés pour la réception des bandes IV et V. Il s'agit de recevoir les 48 canaux de 8 MHz compris entre 470 et 860 MHz. Un tuner est à variation continue de fréquence tout comme l'accord des récepteurs de radio. Il diffère en cela du rotacteur qui est équipé de barrettes préréglées qui viennent se placer devant des contacts fixes. Un rotacteur contient généralement 12 barrettes. Un tuner comprend donc des bobinages fixes et un condensateur variable multiple pour l'accord.

1. 1. *STANDARD 625 LIGNES FRANÇAIS (NORME L).*

Ce standard est caractérisé par une largeur de canal de 8 MHz, comme

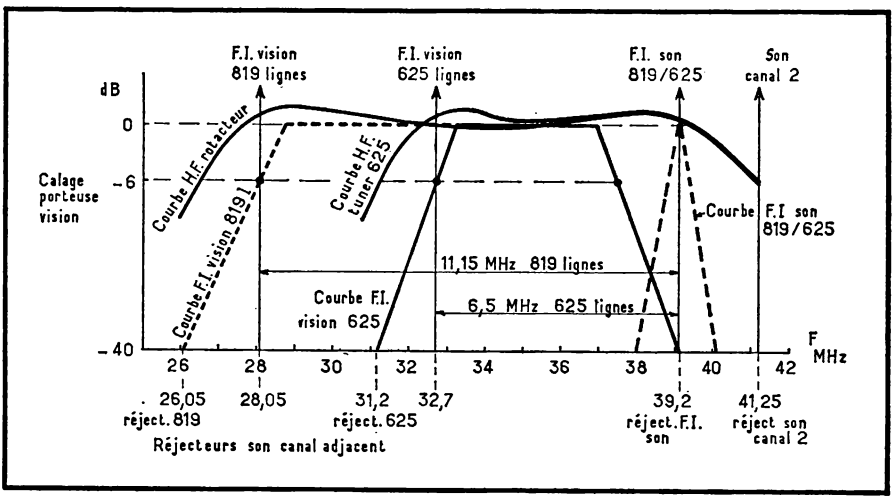


Fig. 3-25. — Courbes F.I. vision et son pour les deux standards français (819 et 625 lignes), et position des réjecteurs.

du reste tous les standards U.H.F., et un écart entre les porteuses son et vision de 6,5 MHz (fig. 1-6).

La valeur des fréquences intermédiaires a été normalisée de la façon suivante :

Fréquence intermédiaire son : 39,20 MHz ; c'est la même valeur que celle adoptée en V.H.F. afin que le même amplificateur son puisse servir pour la réception des deux programmes.

Fréquence intermédiaire vision : 32,70 MHz. Cette fréquence est inférieure de 6,5 MHz à celle du son. Cette disposition est semblable à celle adoptée en V.H.F. où la fréquence intermédiaire vision est également inférieure à celle du son. Ainsi, le même amplificateur vision peut servir pour la réception des V.H.F. et des U.H.F. à condition de modifier sa courbe globale.

Les canaux des bandes IV et V sont tous disposés de façon que la fréquence vision soit inférieure à celle du son. Cela revient au même que de recevoir les canaux inversés en bandes I et III.

La valeur de la fréquence de l'oscillateur est :

$$Fo = Fs - Fis = Fv - Fiv$$

Prenons en exemple le canal 21 :

$$Fo = 477{,}75 - 39{,}20 = 471{,}25 - 32{,}70 = 438{,}55 \text{ MHz.}$$

La fréquence de l'oscillateur est toujours inférieure à celle des canaux à recevoir.

En adoptant une largeur de bande vision F.I. de 6 MHz, le centre de la bande à amplifier est

$$32{,}70 \text{ MHz} + B/2 = 35{,}70 \text{ MHz.}$$

On adopte souvent dans la littérature technique la valeur de 36 MHz. Elle est peu différente de celle adoptée en V.H.F. qui est de 33 MHz, surtout pour une bande passante de 10 MHz pour le premier programme et de 6 MHz pour le second.

Puisque ce sont les mêmes étages F.I. vision et son qui vont permettre la réception des deux normes, il faut que la courbe soit modelée différemment par les circuits de sortie F.I. du rotacteur et du tuner. La figure 3-25 donne la superposition de ces deux courbes. Les réjecteurs sont placés à l'entrée de la platine F.I. et seront étudiés au chapitre suivant, ainsi que les dispositifs de commutation possibles.

On voit que la bande passante large du standard 819 lignes doit être réduite pour la réception des signaux 625 lignes. Les rejecteurs permettent d'éviter que le son vienne se mélanger à l'image.

1. 2. *DIFFÉRENTS STANDARDS MONDIAUX.*

Le *standard européen* « *Gerber* » utilisé en U.H.F. (norme G) est pratiquement équivalent à celui adopté pour les V.H.F. (norme B). L'écart entre les porteuses son et vision est de 5,5 MHz et les valeurs de fréquence intermédiaire n'ont pas à être modifiées ; c'est-à-dire :

Fréquence intermédiaire vision : 38,9 MHz.

Fréquence intermédiaire son : 33,4 MHz.

La F.I. vision est supérieure en fréquence à la F.I. son, c'est-à-dire l'inverse du standard français.

Donc pour recevoir les mêmes bandes, le tuner français doit être différent du tuner allemand ou italien.

Prenons comme exemple le même canal 21 :

$$Fo = Fs + Fis = Fv + Fiv$$

$$476{,}75 + 33{,}4 = 471{,}25 + 38{,}9 = 510{,}15 \text{ MHz.}$$

On note que Fo est toujours supérieure aux fréquences à recevoir. Le canal 21 a la même fréquence image dans tous les standards. En revanche, la fréquence son est différente puisque l'écart entre porteuses est différent : 5,5 MHz au lieu de 6,5 MHz.

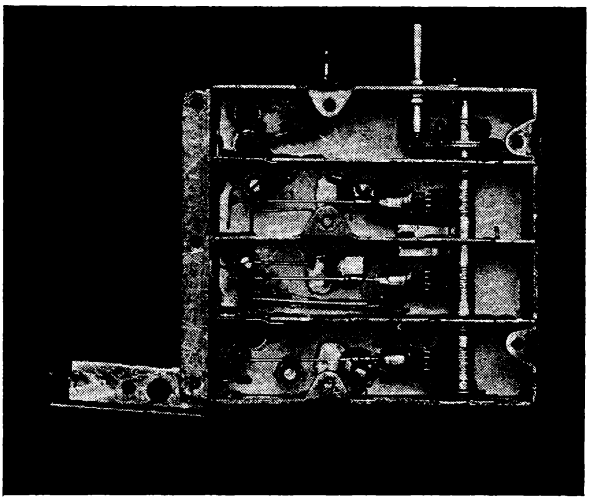


Fig. 3-26. — Tuner U.H.F. à transistors en technique λ/2 (Telefunken).

La quasi-totalité des pays ayant adopté cette norme se sont alignés sur cette valeur de F.I., sauf l'Italie.

En Italie, on rencontre deux valeurs :

soit : vision 38,9 MHz, son 33,4 MHz,

soit : vision 45,75 MHz, son 40,25 MHz.

Le *standard anglais* (norme I) est caractérisé par un écart de porteuses de 6 MHz. L'oscillateur utilise le battement supérieur.

Les F.I. normalisées sont :

Fréquence intermédiaire vision : 39,5 MHz.

Fréquence intermédiaire son : 33,5 MHz.

Toujours pour le canal 21, on a :

$$Fo = Fs + Fis = Fv + Fiv$$

$$477{,}25 + 33{,}5 = 471{,}25 + 39{,}5 = 510{,}75 \text{ MHz.}$$

Le *standard O.I.R.T.* (norme K) est adopté par les pays de l'Est et par une grande partie de l'Afrique. Il est utilisé en U.H.F. aussi bien qu'en V.H.F. L'écart des porteuses est de 6,5 MHz, comme pour le standard

français, mais l'oscillateur utilise le battement supérieur. Les valeurs de F.I. sont les mêmes qu'en V.H.F. et ont été données pages 67 et 68.

2. Circuit oscillant pour fréquences élevées

Plus la fréquence augmente, plus le circuit oscillant correspondant diminue de valeur de self-induction et de capacité pour obtenir l'accord. Déjà, en bande III à 200 MHz, les bobines comprennent quelques spires de fil accordées par des condensateurs de quelques picofarads.

En bandes IV et V, il faut couvrir une gamme de fréquences comprise entre 470 et 860 MHz. A ce moment, il ne s'agit plus de bobines, un simple fil droit de longueur voulue, appelé ligne, placé dans un boîtier, constitue le circuit oscillant. Son coefficient de self-induction est celui de la ligne, sa capacité est celle de la ligne par rapport à la masse. On voit que ce circuit

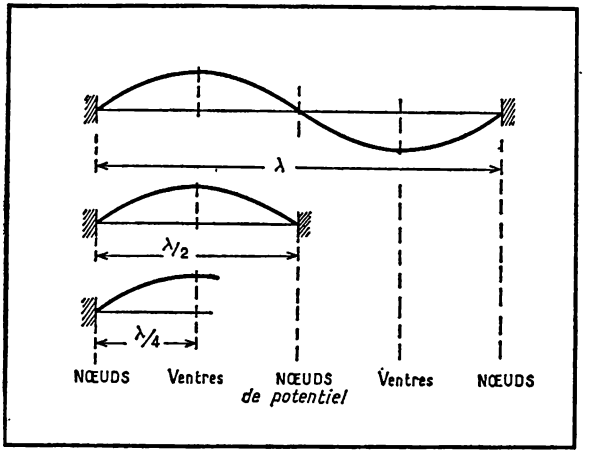


Fig. 3-27. — Vibration d'une ligne accordée en onde entière, demi-onde et quart d'onde.

a besoin d'être positionné avec précision pour obtenir l'accord voulu et pour éviter toute variation intempestive. De plus, le blindage des circuits entre eux doit être rigoureux.

La figure 3-26 représente un tuner U.H.F. transistorisé en technique $\lambda/2$ *(Telefunken)*. Le boîtier est ouvert pour permettre de voir les organes intérieurs. Il est soit moulé en alliage léger, soit en tôle emboutie, soit en tôle épaisse soudée. Il faut que le boîtier soit indéformable et que les blindages soient efficaces. Les lignes accordées sont en fil de cuivre argenté d'environ 1 mm de diamètre, bien rigides, fixées au milieu des compartiments. La variation de l'accord est obtenue par un condensateur variable multiple. Les lignes sont soudées aux lames fixes, tandis que les lames mobiles sont reliées à la masse du boîtier.

L'accord de tels circuits mérite un développement théorique renvoyant le lecteur à son cours de radio-électricité générale ou à son cours d'acoustique, par analogie.

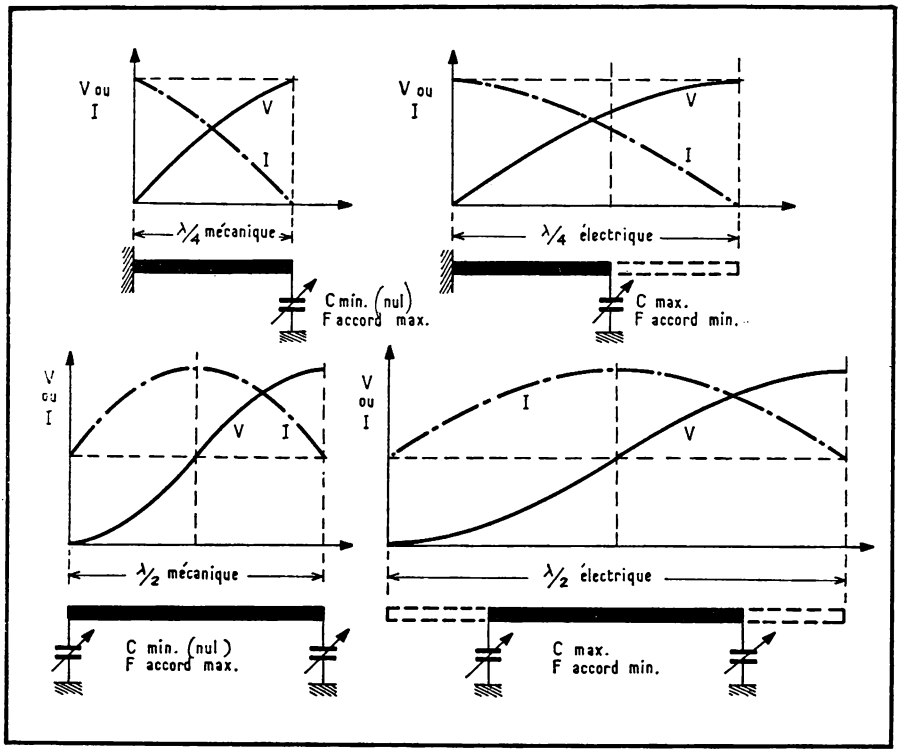


Fig. 3-28. — Accord par condensateur variable d'une ligne quart d'onde et d'une ligne demi-onde.

Une ligne accordée, selon ses dimensions par rapport à la fréquence et par rapport à son branchement à la masse peut vibrer : en onde entière, en demi-onde ou en quart d'onde (fig. 3-27).

Le quart d'onde est matérialisé par la lame qui vibre avec une extrémité fixe et l'autre libre ; le demi-onde par la corde élastique maintenue à ses deux extrémités et écartée de sa position d'équilibre en son centre et l'onde entière par la corde plus longue maintenue à ses deux extrémités et qui est sollicitée à une certaine fréquence. La figure montre également l'emplacement des nœuds et des ventres de potentiel, c'est-à-dire l'emplacement des points fixes et des endroits d'élongation de vibration maximale.

Une telle ligne résonnante ne peut vibrer que sur une seule fréquence. Pour couvrir une gamme de fréquences, il faudrait qu'un système mécanique permette de modifier la longueur de la ligne. On n'a jamais pu réaliser un tel système donnant satisfaction, à cause des difficultés d'obtention de contacts parfaits.

On peut cependant accorder une ligne en ajoutant un condensateur variable. Pour une ligne quart d'onde on place le condensateur à son extrémité libre. Une ligne demi-onde nécessite deux condensateurs placés à ses deux extrémités. A ce moment, on considère la ligne demi-onde comme deux lignes

quart d'onde opposées à partir de leur milieu (fig. 3-28). Sur cette figure, on voit l'effet du ou des condensateurs variables qui allongent électriquement la ligne résonnante diminuant la fréquence d'accord. On voit également la répartition du potentiel (V) et de l'intensité (I) dans le circuit. En règle générale, l'extrémité de la ligne réunie à la masse est un nœud de potentiel et un ventre d'intensité, ce qui est logique. Il faut faire attention au cas de la ligne demi-onde dont la répartition de la tension et de l'intensité est profondément modifiée selon qu'il s'agit d'une ligne $\lambda/2$ libre, ou d'une ligne accordée par deux condensateurs et assimilée à deux lignes $\lambda/4$ opposées.

Puisque la ligne accordée est placée au milieu d'un blindage efficace, il y a lieu d'examiner la façon d'assurer le couplage entre les différents circuits. La figure 3-29 donne les différentes possibilités pour les lignes $\lambda/4$. On peut coupler les circuits, soit par une boucle composée d'une demi-spire, soit par une fenêtre ouverte dans le blindage.

Les organes de couplage doivent être placés à l'endroit où le courant H.F. est maximal, c'est-à-dire près de la masse pour une ligne 1/4. La boucle doit être disposée de façon à capter le plus d'énergie H.F. possible ; son plan doit donc être perpendiculaire aux lignes de force rayonnées par le circuit. La surface de la fenêtre de couplage détermine le degré de couplage entre les deux circuits. Plus la fenêtre est grande plus le couplage est serré.

Dans un circuit à lignes demi-onde accordées par deux condensateurs, l'intensité maximale se situe au milieu des lignes. Comme, pour simplifier le réglage, on prévoit un condensateur ajustable à une extrémité et le condensateur variable à l'autre extrémité, le centre électrique des lignes varie selon la fréquence d'accord. A ce moment la fenêtre de couplage est placée au milieu de la longueur des lignes. Les boucles de couplage sont plus allongées de façon à être en face du milieu mécanique de la ligne et du milieu électrique pour la fréquence la plus basse.

Ces différentes considérations théoriques et technologiques montrent que l'étude et la réalisation d'un tuner U.H.F. est très délicate et très complexe.

Le boîtier doit être très rigide pour ne pas se déformer ; le couvercle doit s'appliquer avec précision sur le boîtier ; le démultiplicateur du condensateur variable triple ne doit pas avoir de jeu ; le positionnement des lignes résonnantes, des fenêtres et des boucles de couplage doit être rigoureux ; le câblage des transistors et des résistances d'alimentation pose des problèmes de découplage et de masse fort complexes ; enfin le réglage est très délicat. Il faut, en effet, obtenir une courbe symétrique et de bande passante constante pour toute la plage de fréquences entre 470 et 860 MHz. C'est pourquoi il est conseillé de ne jamais intervenir dans un tuner et de retourner les échantillons défectueux au constructeur qui seul possède les appareils de mesure nécessaires pour effectuer un réglage correct après dépannage.

3. Réalisation de tuners

Comme pour les rotacteurs V.H.F., il existe plusieurs schémas de base pour les tuners U.H.F.

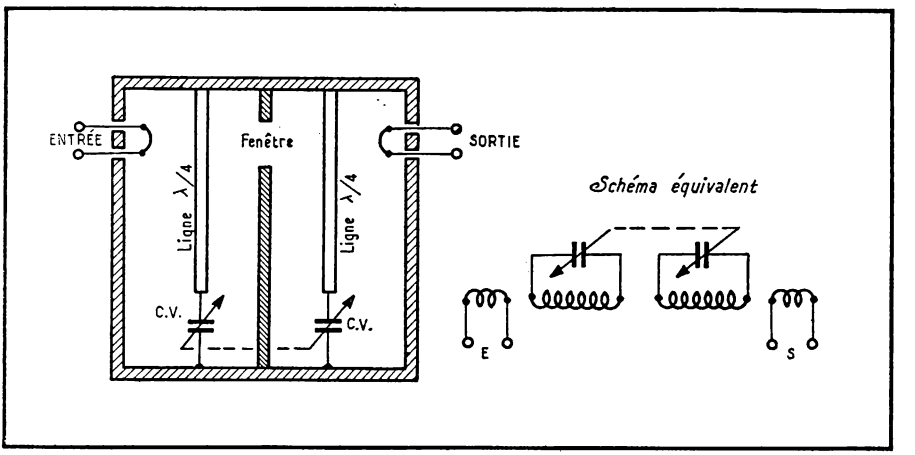


Fig. 3-29. — Couplage entre les lignes résonnantes des tuners U.H.F.

On distingue :

— *le tuner à deux cages* comprenant une diode et un transistor, il est équivalent au rotacteur à deux transistors (page 64). Il ne comporte pas d'étage H.F., la diode sert de mélangeuse et le transistor d'oscillateur local. A cause du rayonnement de l'oscillateur local dans l'antenne, ce tuner ne peut être utilisé en France ;

— *le tuner à trois cages* et deux transistors, qui est le plus courant. C'est ce type qui est décrit au cours de ce chapitre. Il est équivalent au rotacteur à trois transistors (page 64). Il comprend un étage H.F. et le second transistor sert d'oscillateur-mélangeur ;

— *le tuner à quatre cages* et deux transistors. Le circuit d'entrée est accordé, alors que dans la réalisation précédente il est apériodique. C'est une réalisation plus coûteuse, mais qui donne un gain plus élevé.

Dans les tuners à trois cages et deux transistors, il faut étudier séparément ceux qui utilisent des lignes accordées sur $\lambda/2$ et ceux qui ont des lignes accordées sur $\lambda/4$.

3. 1. *TUNER* $\lambda/2$.

Nous avons pris, en exemple, la réalisation *Cosem*. Les transistors utilisés SFT 178 et SFT 179 ont une fréquence maximale d'oscillation de 2000 MHz et un très faible facteur de bruit. Le gain du tuner à 470 MHz est de 22,5 dB pour un facteur de bruit de 6,5 dB. A l'autre extrémité de la gamme, à 860 MHz, le gain est de 20 dB pour un facteur de bruit de 10,5 dB.

Au milieu de la gamme (600 MHz) le SFT 178, monté en base commune, donne les paramètres suivants :

$$g_{11} = 10 \text{ mA/V}$$
$$g_{22} = 0{,}5 \text{ mA/V}$$

Le tuner est monté selon le schéma classique. Il comprend (fig. 3-30) :

— un étage amplificateur H.F. monté en base commune,

— un étage oscillateur-mélangeur monté également en base commune ; l'oscillateur est un Colpitts.

3. 1. 1. L'AMPLIFCATEUR HAUTE FRÉQUENCE.

L'antenne est reliée à l'émetteur du transistor H.F. La figure 3-31 donne le schéma équivalent ; L_c est l'inductance des connexions entre la borne antenne et l'émetteur. L'impédance vue par l'antenne est sensiblement réelle et varie entre 40 Ω à 470 MHz et 65 Ω à 860 MHz.

Dans le collecteur se trouve le circuit accordé dont le schéma équivalent est donné par la figure 3-32. Il est constitué par la ligne résonnante λ/2 (L) encadrée par les deux condensateurs d'accord. C_{a1} et C_{a2} sont des condensateurs ajustables qui ne servent qu'à l'étalonnage. CV est le condensateur variable d'accord. C_{a1} est le « padding » et il permet de régler la bande du côté des fréquences basses. C_{a2} est le « trimmer » qui permet de régler la bande du côté des fréquences élevées. Pour élargir la gamme du côté des fréquences élevées, on diminue la capacité résiduelle apparente du conden-

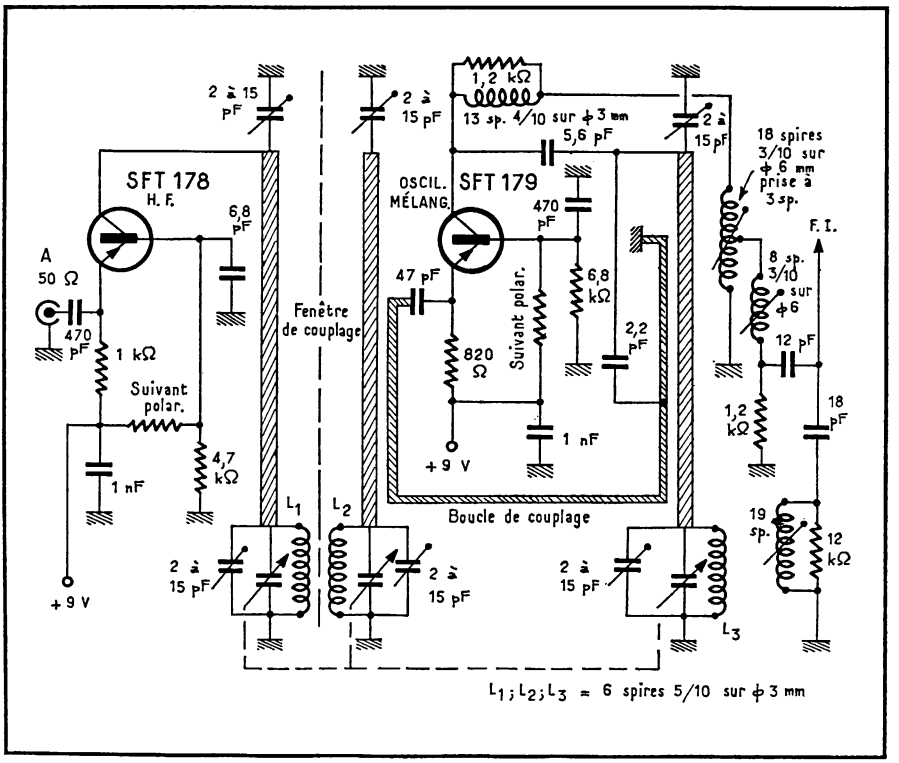


Fig. 3-30. — Schéma du tuner λ/2 Sescosem.

sateur variable en accordant celle-ci à l'aide d'une bobine L_1 qui assure en même temps l'alimentation en courant continu de l'étage.

Ce circuit constitue le primaire d'un filtre de bande. Le secondaire est identique. Le couplage est assuré à la fois par une fenêtre percée dans la paroi séparant les deux lignes et par la self-induction résiduelle du système

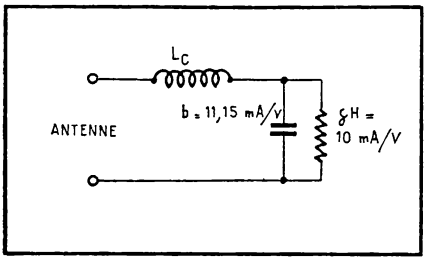


Fig. 3-31. — Schéma équivalent au circuit d'entrée U.H.F.

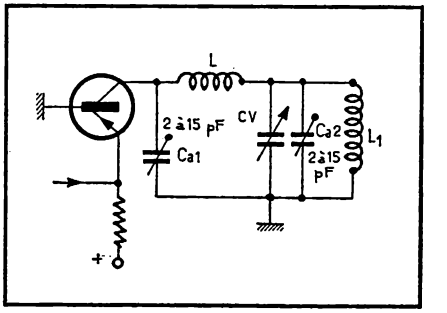


Fig. 3-32. — Schéma équivalent au circuit accordé placé dans le collecteur du transistor H.F.

de démultiplication du condensateur variable triple. Ainsi, le couplage est régulier tout au long de la gamme à couvrir.

L'amortissement du circuit, pour avoir la bande passante convenable, est assuré par l'impédance d'entrée du transistor mélangeur.

Le fait que l'étage d'entrée soit à base commune évite la nécessité de le neutrodyner.

3. 1. 2. L'ÉTAGE MÉLANGEUR-OSCILLATEUR.

Le transistor SFT 179 est monté également en base commune.

L'émetteur est relié à une boucle couplée à la fois au secondaire du filtre de bande H.F. et à la ligne accordée de l'oscillateur. Les deux signaux, H.F. et oscillation locale, sont donc appliqués sur l'émetteur.

La réaction pour l'entretien des oscillations est mixte, inductive par la boucle et capacitive par le condensateur de 2,2 pF. Ce condensateur est soudé en un point de la boucle dont le potentiel est variable en fonction de la fréquence. Il est ainsi possible d'obtenir une tension d'oscillation constante tout au long de la gamme.

La valeur du condensateur de liaison à l'émetteur (47 pF) ne doit pas être trop élevée, car il pourrait se produire des phénomènes de relaxation.

Le collecteur est relié à la ligne oscillatrice, d'une part, et au circuit F.I. de sortie, d'autre part.

Les trois lignes résonnantes sont accordées de la même manière que celle qui a été exposée pour le circuit d'entrée.

Le primaire du circuit F.I. modèle la courbe et assure l'affaiblissement à — 6 dB de la porteuse vision.

3. 2. *TUNER* λ/4.

C'est le modèle *Siemens* équipé des transistors AF 139 sensiblement équivalents aux AF 186 *Radiotechnique*. Son schéma est donné par la figure 3-33.

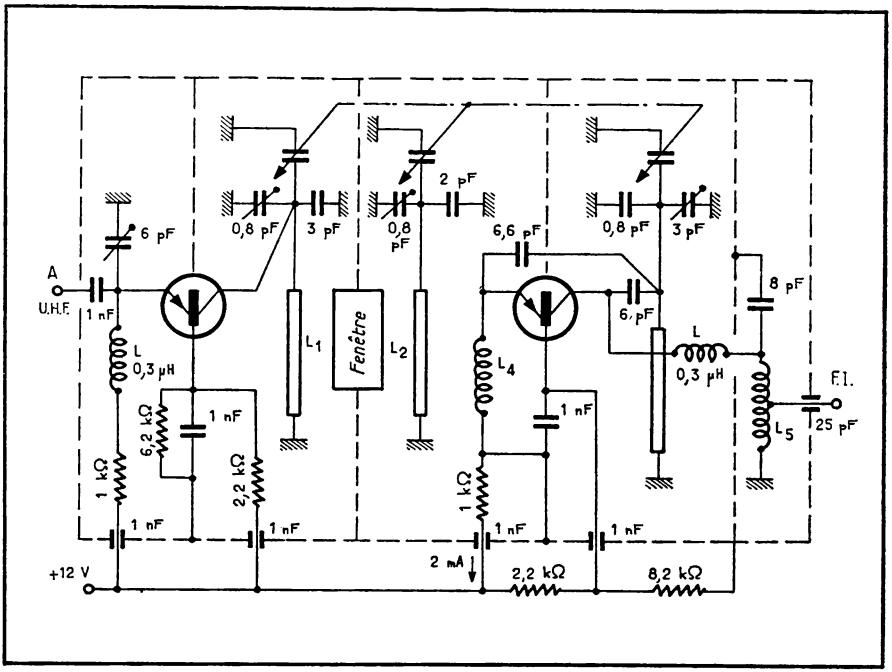


Fig. 3-33. — Schéma du tuner λ/4 Siemens. La référence L_3 a été omise, à droite.

Le transistor AF 139 est un mésa germanium dont la fréquence maximale d'oscillation en base commune est de 2600 MHz. Son gain en puissance à 800 MHz en base commune est de 10 dB pour un facteur de bruit de 8 dB.

Le tuner a un gain de 20 dB pour toute la gamme. Le facteur de bruit est de 5 dB à 470 MHz et de 10 dB à 860 MHz.

On voit que le tuner λ/4 a des performances comparables à celles du tuner λ/2. Son avantage réside dans son plus faible encombrement puisque les lignes résonnantes sont moins longues. De plus, il nécessite moins d'éléments ce qui facilite sa fabrication et sa mise au point.

La mise au point d'un tuner $\lambda/4$ est très difficile avec des tubes à cause de la longueur des connexions. Elle est beaucoup plus facile avec les transistors par suite de leurs faibles dimensions, les modèles H.F. étant de plus en plus petits. C'est le transistor qui a permis la commercialisation du tuner $\lambda/4$.

3. 2. 1. L'ÉTAGE HAUTE FRÉQUENCE.

Le transistor AF 139 est monté en base commune. L'antenne est reliée à l'émetteur, son impédance est d'environ 75 Ω. L'ajustable de 6 pF sert à centrer la plage à couvrir.

Le collecteur est branché directement à l'extrémité active de la ligne résonnante. On remarque, ici, que son extrémité inférieure est réunie directement à la masse et que le condensateur variable d'accord et les ajustables sont reportés à l'extrémité supérieure. La mise en place des éléments est donc profondément modifiée dans un tuner $\lambda/4$ par rapport à un modèle $\lambda/2$. Le condensateur variable triple constitue la pièce la plus importante en volume d'un tel tuner.

Dans les circuits $\lambda/4$ l'impédance des circuits accordés décroît lorsque la fréquence diminue. Ainsi, on obtient un gain plus constant sur toute la gamme. C'est l'inverse qui se produit dans les tuners $\lambda/2$ favorisant le bas de gamme au détriment des fréquences élevées.

Le couplage entre le primaire et le secondaire du filtre H.F. est obtenu au moyen d'une fenêtre percée dans le blindage.

3. 2. 2. L'ÉTAGE OSCILLATEUR-MÉLANGEUR.

Il est également équipé d'un AF 139 monté en base commune. Le signal H.F. est appliqué à l'émetteur par la boucle de couplage L_4. L'oscillateur est constitué par la ligne accordée L_3 et par les capacités de 6,5 et de 6 pF.

Le primaire du filtre de sortie F.I. est placé dans un compartiment séparé. La bobine L de 0,3 µH et le condensateur de 8 pF constituent un blocage pour la H.F. venant de l'antenne ou de l'oscillateur.

3. 3. *BRANCHEMENT D'UN TUNER A TRANSISTORS SUR UN TÉLÉVISEUR A TUBES.*

De nombreux constructeurs utilisent un tuner transistorisé dans leurs téléviseurs à tubes. Il se pose alors le problème de son alimentation. Certes on peut établir un pont entre le + H.T. et la masse, donnant 12 V sous 8 mA environ. Mais ce pont consomme une puissance relativement importante qui vient augmenter la température intérieure de l'appareil et augmenter la dérive des circuits.

Il a été mis au point un circuit d'alimentation intéressant et qui n'augmente pas la consommation du téléviseur.

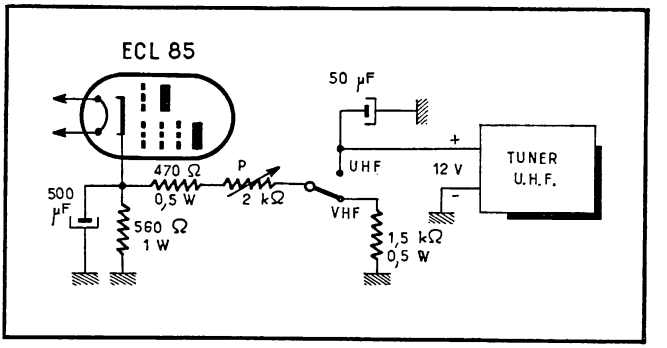


Fig. 3-34. — Alimentation d'un tuner transistorisé par la polarisation cathodique du tube ECL85 vidéo.

La polarisation cathodique du tube vidéo ECL 85 est de 20,5 V. Les dispersions maximales en fabrication et en fonction de la tension du secteur s'étendent de 19 V à 22 V.

La consommation du tuner est de 12 V sous 7,5 mA $\pm$ 1,5.

Il convient de réaliser le schéma de la figure 3-34. La résistance de polarisation du tube est portée à 560 Ω. En parallèle on trouve une résistance de 470 Ω, un potentiomètre de 2000 Ω qui est ajusté en fabrication afin d'obtenir une alimentation correcte du tuner. En position V.H.F., le tuner est remplacé par une résistance de 1500 Ω. En U.H.F., le tuner est alimenté. Le condensateur de 50 µF assure le découplage.

4. Tuner-rotacteur combiné

La figure 3-35 montre le schéma théorique d'un tuner-rotacteur combiné. C'est un ensemble compact qui permet la réception des gammes V.H.F. et U.H.F. avec une économie de composants et de transistors.

C'est une solution intéressante et qui se développe principalement en Allemagne.

Le bon rendement d'un tel ensemble dépend presque entièrement de sa parfaite réalisation mécanique. Il faut réaliser un bloc mécanique indéformable, sans jeu et sans fuite électrique dans lequel les connexions sont courtes et les impédances respectées sans création d'ondes stationnaires. Le rayonnement parasite doit être en dessous des tolérances pour toutes les fréquences reçues.

L'entrée est apériodique. Le transistor haute fréquence doit amplifier également les signaux des bandes I, III, IV et V. Son collecteur est accordé par les bobines correspondantes du rotacteur et par une ligne, ici en $\lambda/2$.

Le second transistor AF 139 fonctionne en oscillateur V.H.F. et en oscillateur-mélangeur en U.H.F.

Le troisième transistor AF 106 est monté en mélangeur pour les bandes I et III (V.H.F.) et en amplificateur F.I. pour les bandes IV et V.

La sortie s'effectue, bien entendu, en F.I.

Un tel schéma est particulièrement intéressant pour les standards « Gerber » qui ont les mêmes caractéristiques principales en V.H.F. et en U.H.F. En particulier, la largeur de bande à transmettre est la même et par conséquent les valeurs F.I. son et image sont de même valeur pour toutes les bandes.

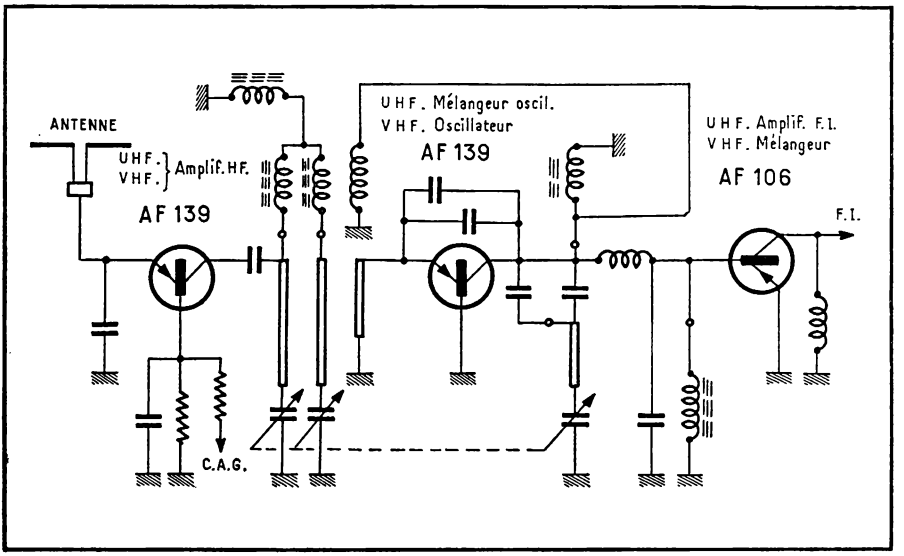


Fig. 3-35. — Tuner-rotacteur combiné.

Ce schéma peut être utilisé en France, mais il nécessite des modifications assez importantes. La largeur de bande n'étant pas la même en V.H.F. et en U.H.F., les valeurs de F.I. sont différentes. Le dernier étage et le circuit de sortie doivent avoir une bande passante suffisante. Les filtres qui modèlent la courbe sont prévus en entrée F.I. et ils doivent être commutés. De plus, pour recevoir les canaux inversés en V.H.F. il faut pouvoir commuter l'oscillateur pour que sa fréquence d'accord soit au-dessus ou au-dessous du signal d'entrée selon les canaux.

5. Sélecteurs et Tuners à capacité variable

L'utilisation des diodes à capacité variable dans les rotacteurs et les tuners, ainsi que la commutation électronique par inversion de tension aux bornes de diodes ont complètement modifié la technologie de ces composants.

L'accord automatique des stations par un clavier agissant sur des potentiomètres devient beaucoup plus aisé à réaliser.

Un tel ensemble est décrit au chapitre XI pour les deux schémas de téléviseurs complets qui concluent cette étude.

CHAPITRE 4

Les étages F. I. et détection pour la vision et le son

I. CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES SUR LA DÉTERMINATION DES CIRCUITS F.I. VISION ET SON

1. Standards français

La constitution schématique de ces étages est donnée par la figure 4-1. Les primaires des circuits de sortie F.I. du rotacteur et du tuner sont branchés successivement sur le secondaire qui est à l'entrée de la platine F.I.

Les réjecteurs voulus séparent le son de l'image pour les diriger vers leurs amplificateurs respectifs. D'autres réjecteurs éliminent les fréquences indésirables qui brouilleraient l'image.

Pour une sensibilité de 25 μV en antenne bande III, la sensibilité sur la base du premier transistor F.I. vision et son est comprise entre 200 et 300 μV. La tension détectée en vision doit être d'environ 2 V crête, soit un

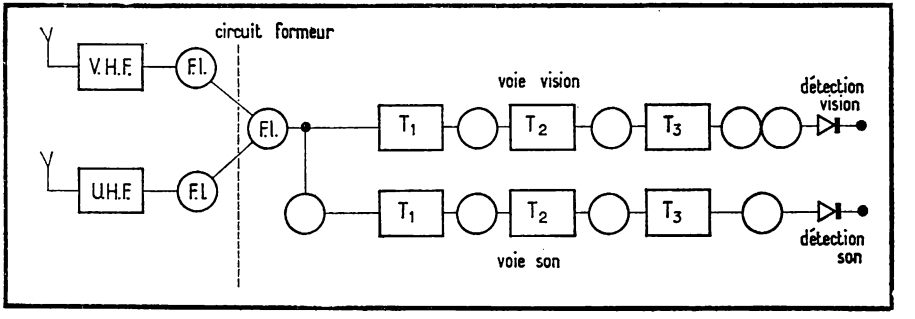


Fig. 4-1. — Constitution schématique des étages F.I. vision et son pour les standards français.

gain compris entre 60 et 80 dB. La largeur de bande à — 6 dB doit être de 9 MHz. La fréquence moyenne de cette bande est de 33 MHz. C'est le filtre formeur F.I. en U.H.F. qui coupe la bande pour la réception du 2e programme en 625 lignes.

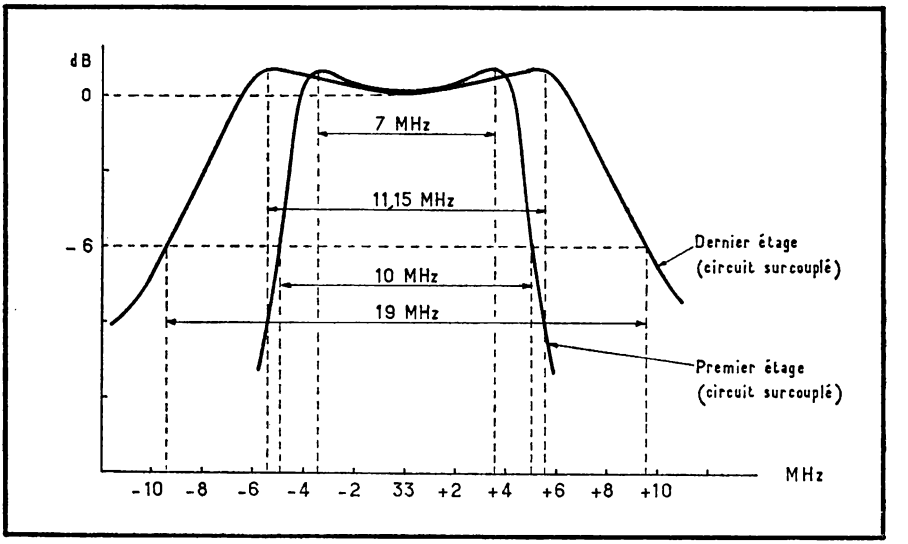


Fig. 4-2. — Courbes de réponse vision d'un amplificateur F.I. à quatre étages.

Les courbes à obtenir et la position des réjecteurs ont été données sur la figure 3-25. Leur efficacité doit être d'environ 40 dB.

La tension détectée pour la voie son doit être comprise entre 1 et 2 V, c'est-à-dire que le gain doit être du même ordre que celui de la voie vision. La fréquence d'accord est de 39,2 MHz et la largeur de bande est de 1 MHz à — 6 dB. Cette largeur est nécessaire, non pas pour la transmission de la B.F., mais afin que la dérive de l'oscillateur du rotacteur ou du tuner soit sans influence sur l'amplification du son.

Pour obtenir ces résultats, plusieurs solutions techniques peuvent être envisagées :

1°) *un amplificateur à quatre étages* comportant un étage commun au son et à la vision suivi de trois étages vision et de deux étages son.

Le gain est d'environ 17 dB dans le premier et le dernier étage et de 13 dB dans le second et le troisième étage de l'amplificateur vision. Les circuits d'entrée et de sortie sont surcouplés, tandis que les étages intermédiaires sont à liaison par résistance-capacité. Les courbes de cet amplificateur sont données sur la figure 4-2.

La réalisation et la mise au point d'un tel amplificateur sont relativement simples, car le gain par étage est peu poussé. On a ainsi une meilleure interchangeabilité des transistors compte tenu de la dispersion de leurs paramètres.

L'amplificateur est très stable et les deux étages à liaison R-C n'ont pas besoin de circuit neutrodyne. La réaction de ces deux étages étant pratiquement nulle, on assure un isolement supérieur entre les deux circuits surcouplés d'entrée et de sortie qui sont à plus forte impédance.

L'amplificateur est très stable et les deux étages à liaison R-C sont chargés par des circuits doubles couplés au voisinage du couplage critique.

La C.A.G. est appliquée sur l'étage commun à la vision et au son, sa dynamique est de 30 dB. C'est une solution économique puisqu'il n'y a qu'une seule boucle de C.A.G. agissant par réduction du courant émetteur (C.A.G. inverse).

Pour des signaux antenne très puissants cette régulation n'est pas tout à fait suffisante et il y a un risque de transmodulation.

2°) *un amplificateur à trois étages* comportant un étage commun au son et à la vision suivi de deux étages vision et de deux étages son.

Le premier et le dernier étages sont accordés par des circuits surcouplés. L'étage intermédiaire est à circuit simple. Le gain total est sensiblement le même que celui de l'amplificateur à quatre étages. Les courbes de sélectivité sont données par la figure 4-3. La sélectivité globale de l'amplificateur est meilleure ; par contre les étages sont plus poussés et la mise au point est un peu plus délicate.

L'amplificateur vision et le circuit de C.A.G. sont identiques à ceux de la réalisation précédente.

3°) *un amplificateur à trois étages pour la vision et à trois étages pour le son.*

La séparation du son et de la vision s'effectue dès l'entrée de la platine F.I. Cela complique la liaison avec le rotacteur et avec le tuner. Cependant la transmodulation est d'autant plus faible que la séparation des tensions vision et son est effectuée à un niveau plus bas.

L'amplificateur vision est pratiquement identique à la réalisation précédente et les courbes sont les mêmes (fig. 4-3).

La suppression de l'étage commun au son et à la vision conduit à ajouter un étage à l'amplificateur F.I. son à moins qu'on préfère augmenter le gain du préamplificateur B.F.

Les réjecteurs placés à l'entrée ont une efficacité de 50 dB.

La C.A.G. est appliquée aux deux premiers étages vision. Elle agit par réduction du courant émetteur (C.A.G. inverse). Son efficacité est de 40 dB.

L'amplificateur son a une boucle de C.A.V. indépendante qui agit sur le premier étage.

Pour l'image nous utilisons le terme C.A.G. ; pour le son nous préférons le terme C.A.V. (commande automatique de volume).

4°) *variante avec entrée en cascode.*

Il existe un amplificateur vision ayant un cascode d'entrée à deux transistors en série, suivi d'un étage à circuits surcouplés. Le gain est du même ordre de grandeur malgré la présence de seulement deux étages complets.

Les transistors peuvent être plus poussés, car l'amplificateur est très stable. La C.A.G. peut avoir une efficacité de 40 dB sans déformation de la courbe de réponse. Le cascode ne nécessite aucun circuit neutrodyne.

2. Standards étrangers

Le standard européen 625 lignes « Gerber » (normes B ou G) est le plus significatif, car les solutions préconisées peuvent être appliquées aux autres standards à quelques modifications près.

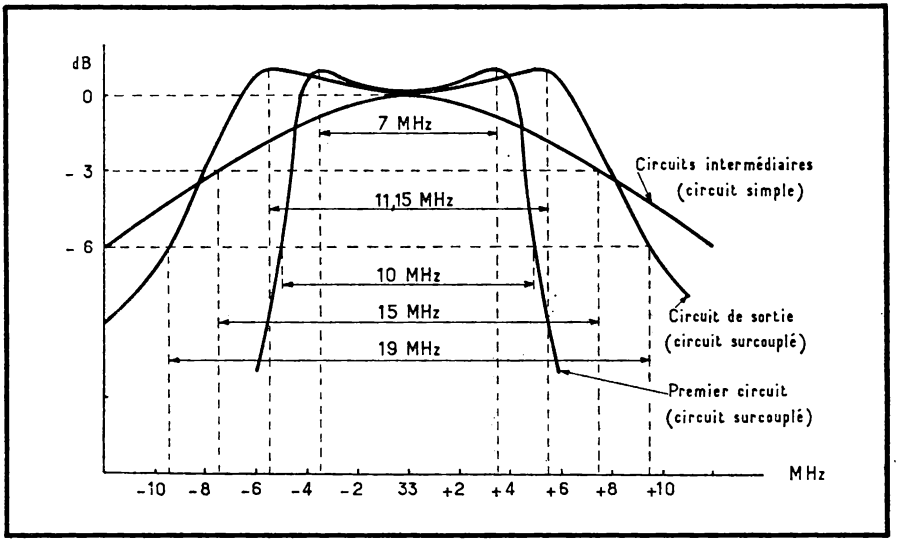


Fig. 4-3. — Courbes de réponse vision d'un amplificateur F.I. à trois étages.

L'écart entre porteuses est de 5,5 MHz, ce qui impose une bande passante vision de 4,5 MHz à — 6 dB. Dans ces conditions, le gain par étage est plus élevé puisque la bande à amplifier est plus étroite. Avec trois étages on obtient facilement un gain de l'ordre de 80 dB sans risque d'instabilité.

D'autre part le son est en modulation de fréquence et c'est le système « interporteuse » qui est adopté. Il simplifie les étages son puisque celui-ci est prélevé après la détection, sur l'étage vidéo. Enfin, l'image est en modulation négative et des précautions sont à prendre pour éliminer les parasites.

Ce schéma sera décrit en détail au cours de ce chapitre.

II. CIRCUITS THÉORIQUES

1. Circuits de liaison

Les deux circuits couramment utilisés en F.I. sont le circuit simple et le circuit double ou filtre de bande.

1. 1. *LE CIRCUIT SIMPLE.*

Il répond au schéma de la figure 4-4 qui donne également sa courbe de réponse.

Le circuit primaire L-C est placé dans le collecteur du transistor, il est accordé sur la fréquence centrale de la bande à transmettre (33 MHz en France). L'enroulement L_k sert à coupler le circuit à la base du transistor suivant. C'est une adaptation des impédances. Pour la transmission de la puissance maximale d'un étage dans l'autre, il faut que l'impédance de sortie de l'étage accordé soit adaptée avec l'impédance d'entrée du transistor suivant, à la fréquence considérée.

L'accord du circuit peut être obtenu avec le coefficient de qualité maximal pour plusieurs valeurs de C et de L à condition que leur produit L-C soit constant. Il est préférable de choisir une capacité d'accord relativement grande devant la capacité de sortie du transistor. De cette façon on évite l'influence de la dispersion de la capacité de sortie d'un transistor à l'autre, ainsi que des variations de capacité apportées par la C.A.G.

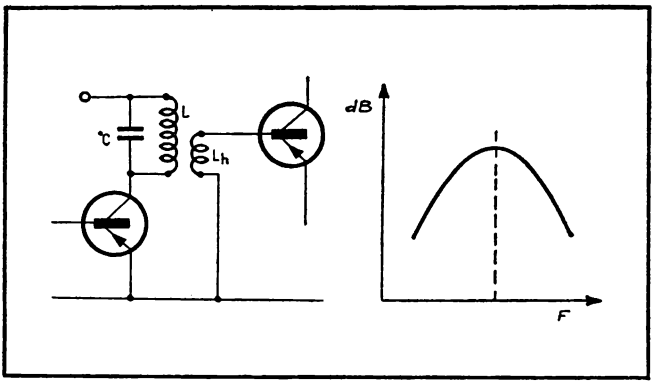


Fig. 4-4. — Le circuit de liaison simple.

Les résistances d'entrée et de sortie des transistors l'encadrant déterminent un amortissement faible du circuit oscillant devant les résistances de charge qu'il est nécessaire de disposer en parallèle avec le circuit accordé pour obtenir la bande passante désirée. C'est également un point favorable évitant la déformation de la courbe de réponse sous l'action de la C.A.G.

Il est évident que l'étage doit être neutrodyné pour en tirer la puissance maximale sans risque d'instabilité. Ce cas a été examiné au chapitre précédent.

La courbe de réponse d'un circuit simple comprend une bosse correspondant à la fréquence centrale de la bande à transmettre. Pour obtenir une courbe F.I. correcte, les circuits simples ne peuvent donner satisfaction ; il faut les intercaler avec des circuits surcouplés (fig. 4-5).

Dans certains téléviseurs à tubes on adopte la technique des circuits décalés. C'est-à-dire que, pour obtenir une bande passante correcte, on décale la fréquence de réglage des circuits les uns par rapport aux autres de façon que les bosses se placent les unes à côté des autres au lieu de se superposer.

La courbe totale est ainsi plus satisfaisante. Cette technique n'a pas l'air d'être justifiée pour les téléviseurs à transistors. En effet, les tubes ont une résistance interne élevée et donnent leur amplification maximale seulement pour une bande assez étroite. Si on désire une bande large, il faut les amortir et réduire leur gain. Plus la bande à amplifier est large plus il faut les amortir.

Les transistors ont des impédances d'entrée et de sortie faibles qui autorisent l'amplification de bandes larges avec un amortissement supplémentaire faible. On ne gagne rien en puissance en voulant réduire la bande. C'est pourquoi on règle tous les circuits sur la fréquence centrale de la bande F.I.

1. 2. *LE CIRCUIT DOUBLE OU FILTRE DE BANDE.*

Il est composé de deux circuits accordés semblables réglés sur la même fréquence (fig. 4-5). Le circuit primaire L_1 C_1 est égal au circuit secondaire L_2 C_2. Le couplage peut être inductif ou capacitif (C_k) ou les deux à la fois. Lorsque le couplage est lâche, la courbe de réponse est relativement pointue et la bosse unique se trouve sur la fréquence d'accord f (courbe 1).

Lorsqu'on dépasse le couplage critique et que les circuits sont surcouplés il apparaît deux bosses de part et d'autre de la fréquence d'accord (f_1 et f_2, courbe 2). Un léger creux se manifeste à l'endroit de la fréquence d'accord f.

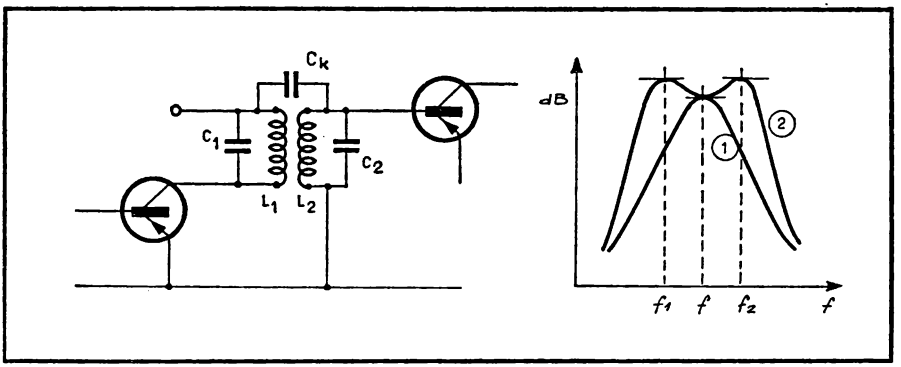


Fig. 4-5. — Le circuit de liaison double ou filtre de bande.

Ce circuit est tout indiqué pour la réalisation d'amplificateurs à large bande. Combiné avec des circuits simples, il permet d'obtenir la courbe F.I. idéale.

Il est indispensable que les deux circuits soient identiques et aient le même coefficient de surtension afin que la courbe soit bien symétrique de part et d'autre de f.

Un étage d'entrée formeur de bande doit obligatoirement être du type filtre de bande. L'étage de sortie avant la détection est du même type.

En effet, il a été constaté que le circuit avant la détection devait être calé sur la porteuse afin de fournir à la diode la puissance nécessaire. S'il n'en est pas ainsi, la courbe statique de l'amplificateur paraît satisfaisante et l'image fournie montre des défauts.

Les étages intermédiaires sont simples afin de combler l'atténuation au centre de la bande (fig. 4-4). Si plusieurs étages successifs sont à filtre de bande, leur neutralisation doit être très bien réglée, car le risque d'instabilité est particulièrement élevé.

2. Circuits de réjection

2. 1. *CIRCUITS RÉSONNANTS PARALLÈLES.*

Ces circuits présentent à la résonance, entre leurs extrémités, une impédance élevée qui arrête le signal indésirable. Ils peuvent être branchés en série dans la ligne (fig. 4-6 *a* et *b*) ou couplés à la ligne (fig. 4-6 *c*) selon les

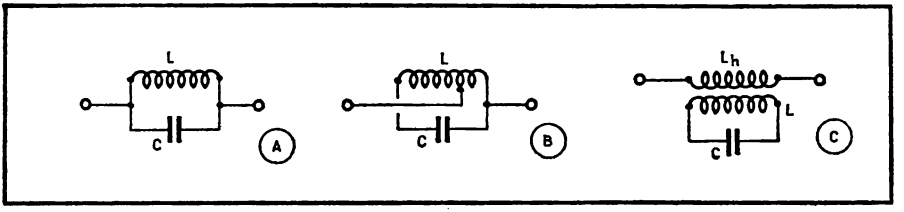


Fig. 4-6. — Circuits de réjection parallèles.

impédances des circuits qui risquent de les amortir et de réduire leur effet. Le circuit L-C est réglé sur la fréquence à éliminer.

2. 2. *CIRCUITS PONTÉS.*

Les deux schémas de la figure 4-7 sont équivalents. Il s'agit d'un pont qu'il faut accorder au moyen de R afin d'annuler la valeur du signal de sortie. La fréquence éliminée est donnée par l'accord de L-C. Ces schémas sont particulièrement efficaces aussi bien dans les circuits à haute impédance, que dans les circuits transistorisés à basse impédance.

2. 3. *CIRCUITS RÉSONNANTS SÉRIE.*

On sait qu'un circuit série offre à la résonance une impédance très faible. S'il est branché entre la ligne et la masse, il élimine par absorption le signal indésirable sur lequel il est réglé (fig. 4-8 *a*).

Parfois un tel circuit n'est pas branché entre la ligne et la masse, mais sur une prise du bobinage d'accord de la fréquence utile (fig. 4-8 *b*). On évite ainsi la réaction des deux circuits l'un sur l'autre.

2. 4. *CIRCUITS DIVERS.*

Il convient de citer les circuits de *contre-réaction* sélective qui réduisent l'amplification de l'étage pour les fréquences indésirables. On place alors un circuit parallèle dans l'émetteur de l'étage.

Les *filtres de bande* qui ont déjà été étudiés peuvent être utilisés pour éliminer une bande de fréquences.

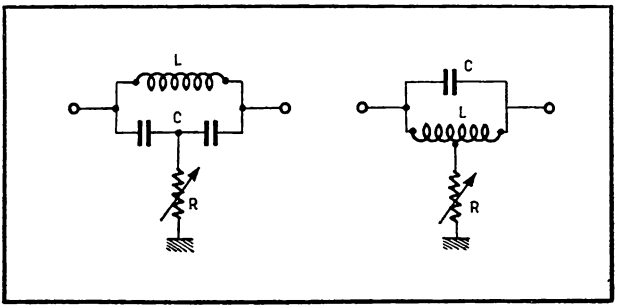


Fig. 4-7. — Circuits de réjection pontés.

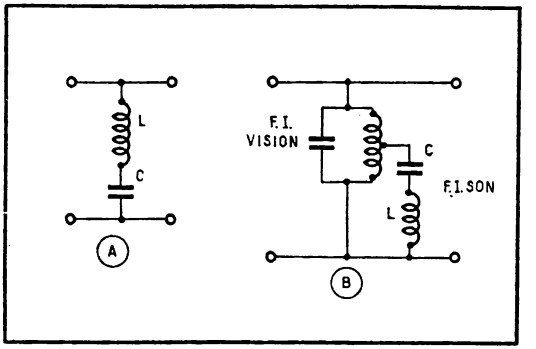


Fig. 4-8. — Circuits de réjection série.

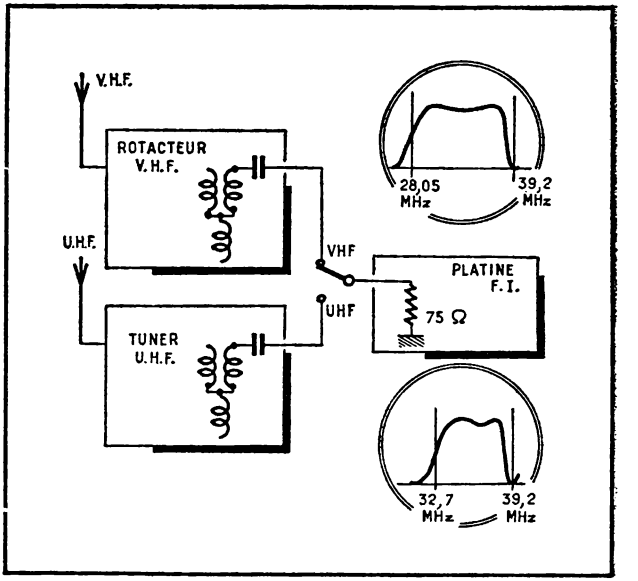


Fig. 4-9. — Commutation simplifiée V.H.F.-U.H.F. avec l'indication des courbes à obtenir.

3. Circuits de commutation

Les téléviseurs français doivent permettre la réception des deux programmes V.H.F. et U.H.F. Il faut donc pouvoir commuter le rotacteur et

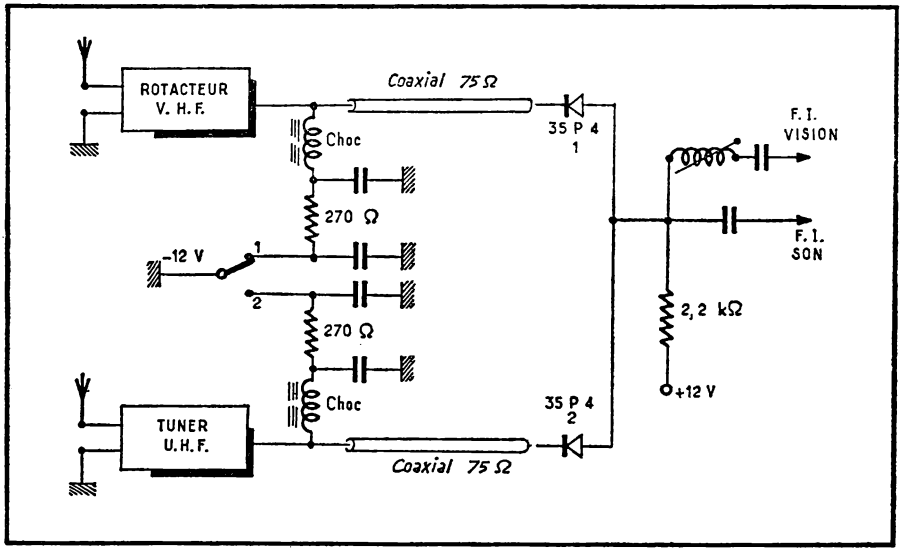


Fig. 4-10. — Commutation par diodes par l'inversion de la tension d'alimentation.

le tuner à l'entrée de la platine F.I. Or, le standard étant différent, le circuit de sortie F.I. du rotacteur et du tuner doivent modeler la courbe différemment et en particulier bien positionner la porteuse vision.

Si les niveaux V.H.F. et U.H.F. sont du même ordre de grandeur, la commutation peut être simplifiée, comme indiqué sur la figure 4-9.

Elle s'effectue sur la ligne à basse impédance à l'entrée de la platine F.I. après les câbles coaxiaux de liaison.

Le schéma de la figure 4-10 donne une commutation par diodes sans rupture d'impédance de ligne. Dans la position 1 (rotacteur V.H.F.), la première diode conduit dès que la seconde est polarisée en sens inverse et se trouve donc bloquée. Le phénomène est inversé pour la position 2 du contacteur. La résistance directe des diodes est de l'ordre de 10 Ω pour un courant continu de 6 mA. Les pertes par insertion sont de l'ordre de 1 dB par voie. La commutation se réduit à inverser la tension d'alimentation du rotacteur ou du tuner.

Si le niveau F.I. en provenance du tuner est plus faible que celui du rotacteur, et si la courbe 625 lignes n'est pas bien formée, ou s'il faut prévoir un réjecteur sur 31,2 MHz, il est nécessaire d'ajouter un étage F.I. 625 lignes entre le tuner et la platine F.I. En effet, le réjecteur son du canal adjacent 625 lignes (31,2 MHz) tombe au milieu de la bande vision 819 lignes. Si cela est indispensable, il faut, soit le commuter dans la platine F.I., ce qui n'est pas pratique, soit le placer entre le tuner U.H.F. et la platine F.I. A ce moment, ses pertes d'insertion ajoutées à celles du circuit formeur diminuent par trop le niveau et l'étage F.I. supplémentaire devient indispensable.

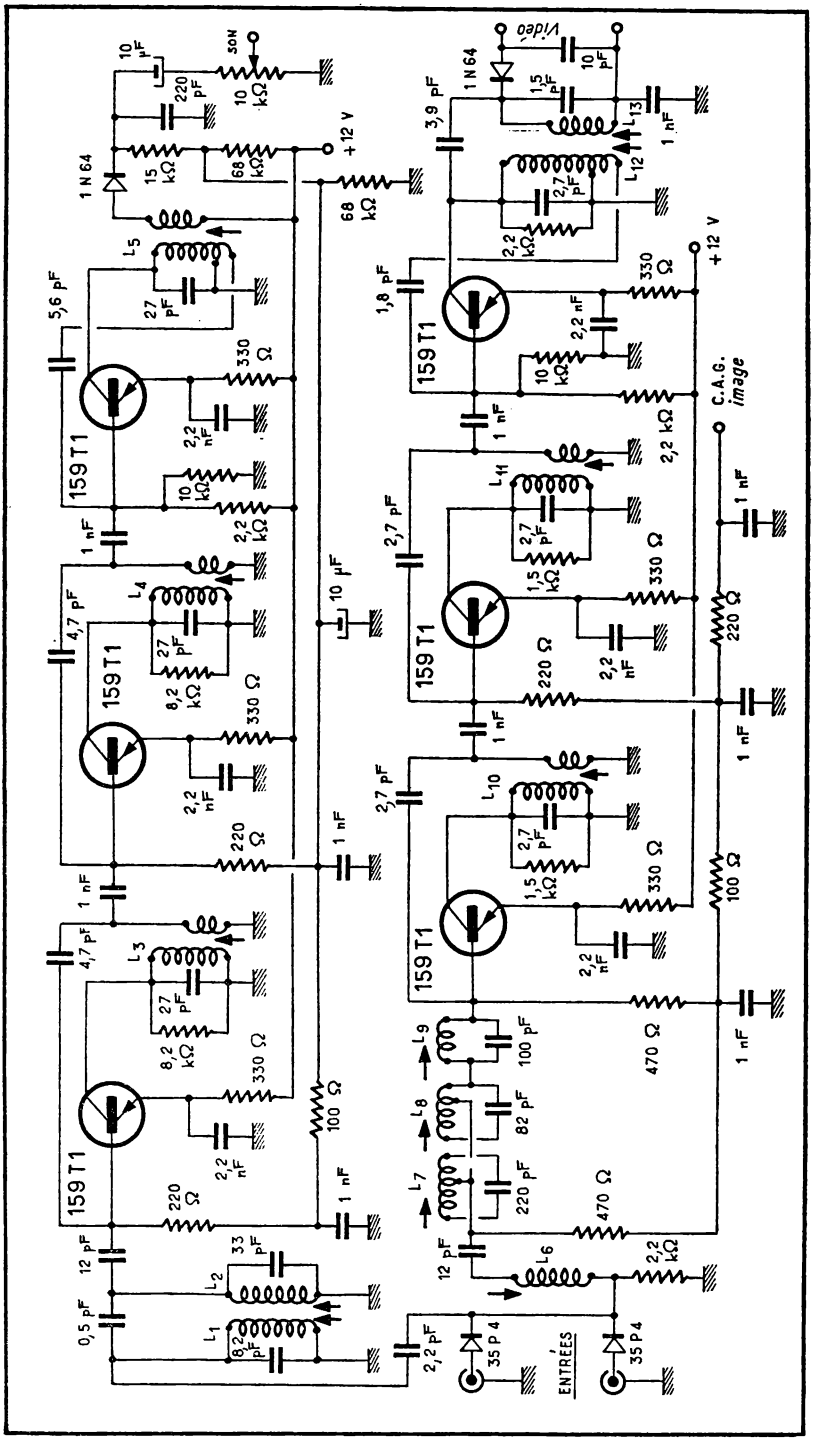


Fig. 4-11. — Schéma complet de l'amplificateur F.I. vision et son, objet de l'étude Sescosem.

III. DESCRIPTION DE SCHÉMAS POUR LES STANDARDS FRANÇAIS

1. Etude « Sescosem »

Il s'agit de la réalisation qui est schématisée sur la figure 4-1. Elle comprend trois étages vision et trois étages son.

Le schéma complet est donné sur la figure 4-11. La courbe de réponse est celle de la figure 4-3.

On utilise des transistors 159 T 1 montés en émetteur commun ; le point de polarisation est $I_E = 2$ mA pour tous les étages sauf le dernier dans lequel $I_E = 5{,}5$ mA. Les caractéristiques H.F. de ce transistor sont :

fréquence maximale d'oscillation : 800 MHz,
fréquence pour laquelle $|\beta| = 1$: 330 MHz.

A 33 MHz, $I_E = 2$ mA, $V_{CE} = -9$ V ; les paramètres sont :

$R_{11e} = 300\ \Omega$
$C_{11e} = 25$ pF — $G_{11e} = 3000\ \mu$mhos
$R_{22e} = 10$ kΩ
$C_{22e} = 2$ pF — $G_{22e} = 100\ \mu$mhos
$R_{12e} = 30$ kΩ
$C_{12e} = 0{,}7$ pF — $\Delta C_{12e} = \pm 0{,}1$ pF
$|Y_{21}| = |S| = 60$ mA/V
$\varphi_{21e} = -25^\circ$
$\varphi_{12e} = -80^\circ$

La variation des paramètres en fonction du courant collecteur sous l'action d'une C.A.G. inverse à 33 MHz est donnée sur la figure 4-12.

Les performances de l'amplificateur sont les suivantes :

- *sensibilité :* 200 μV_{eff} sur la base du premier étage pour 1,5 V détecté « vidéo » et 2 V_{eff} détectés « son » à 30 % de modulation ;
- *bandes passantes :*
  vision : 9 MHz à — 6 dB,
  son : 700 kHz à — 3 dB ;
- *réjection :*
  entre porteuses du même canal : image dans le son > 100 dB ; son dans l'image > 55 dB ;
  canal adjacent (819 lignes) : son dans l'image > 50 dB ;
- *transmodulation :*
  - image dans le son : jusqu'à 100 mV_{eff} de signal à l'entrée le taux de transmodulation reste inférieur à 1 % (40 dB) quel que soit le courant dans les transistors commandés ;
  - son dans l'image : le signal son maximal admissible pour 1 % de transmodulation varie de 3,5 mV_{eff} (pour $I_c = 2$ mA) à 90 mV_{eff} (pour $I_c = 200\ \mu$A dans les transistors commandés).

Le gain maximal en puissance du transistor 159 T 1 adapté sur ses impédances conjuguées et neutrodyné est de 34 dB. Soit, pour trois étages et avec une adaptation parfaite : 102 dB. Comme on désire obtenir un gain de 70 dB, on peut tolérer une perte d'environ 30 dB pour la transmission de la bande passante.

On est ainsi à l'abri des dispersions des transistors, particulièrement sous l'action de la C.A.G. ; la bande passante de chaque étage est pratiquement indépendante des caractéristiques des transistors précédent et suivant.

1. 1. *AMPLIFICATEUR VISION F.I.*

La liaison entre le circuit de sortie du rotacteur et l'entrée de la platine F.I. s'effectue par le couplage capacitif à la base du câble coaxial de liaison (30 cm, soit 25 pF). La bande passante de ce circuit est de 10 MHz.

En entrée, on dispose deux réjecteurs son montés en série. Les fréquences d'accord sont 39,2 MHz et 26,05 MHz. La réjection est de 50 dB pour des circuits dont le Q à vide est de 100.

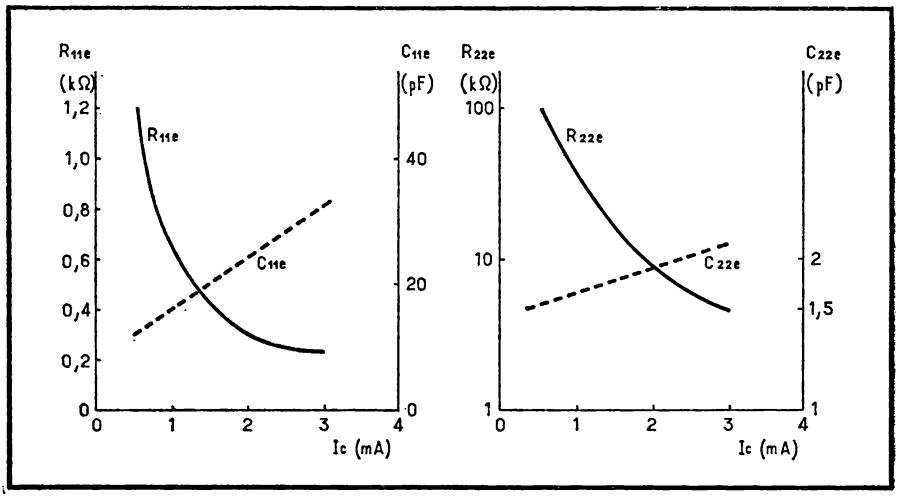


Fig. 4-12. — Variation des paramètres en fonction du courant collecteur pour un transistor 159 T 1 à 33 MHz.

Pour les récepteurs qui doivent fonctionner dans la zone couverte par un émetteur bande I canal 2, il y a lieu d'ajouter un troisième réjecteur accordé sur 41,25 MHz (fig. 3-25). Cette fréquence est en effet celle de l'émetteur son de ce canal. Elle est très proche de la F.I. son du récepteur et doit être éliminée pour éviter les interférences.

La bande passante des deux circuits simples suivants est de 20 MHz à —6 dB, soit une bande passante globale des deux étages de 13 MHz. Les circuits sont amortis par une résistance de 1,5 kΩ de façon que la courbe de réponse ne se déforme pas sous l'action de la C.A.G. En effet, les résistances d'entrée et de sortie augmentent lorsque le courant collecteur se trouve réduit

par la C.A.G. (fig. 4-12), mais ces valeurs sont en parallèle sur la résistance de charge et l'augmentation résultante est très faible.

Le circuit neutrodyne est composé d'un simple condensateur de 2,7 pF pour chacun des deux premiers étages.

Pour le troisième étage, le point de polarisation choisi est : $I_E = 5{,}5$ mA et $V_{CE} = 10$ V, pour obtenir un signal détecté maximal de 2 $V_{crête}$.

Le circuit de liaison est double. Sa bande passante entre bosses est de 11 MHz. Un enroulement supplémentaire est prévu au primaire, afin de procurer la tension de neutrodyne en opposition de phase.

Le circuit de détection est branché au sommet du secondaire pour éviter une prise sur le bobinage. La diode est une 1 N 64. La résistance de détection est de 2200 Ω. Le rendement de détection est d'environ 50 %.

La figure 4-13 donne la dynamique d'une C.A.G. directe et d'une C.A.G. inverse appliquée sur un transistor 159 T 1 à 33 MHz.

La figure 4-14 montre l'efficacité de la C.A.G. inverse qui a été adoptée et appliquée sur les deux premiers étages de l'amplificateur. Son efficacité

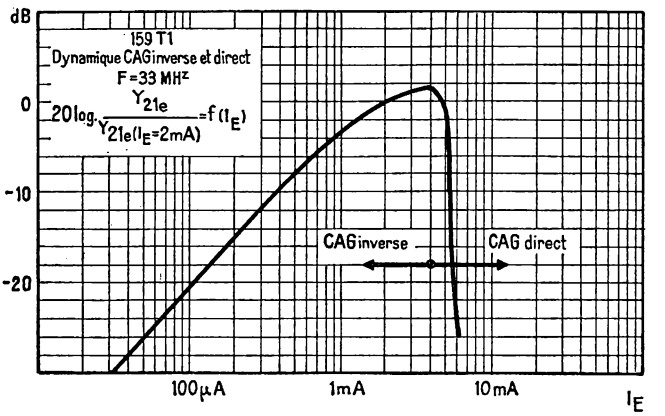


Fig. 4-13. — Dynamique d'une C.A.G. directe et d'une C.A.G. inverse appliquée à un transistor 159T1 à 33 MHz.

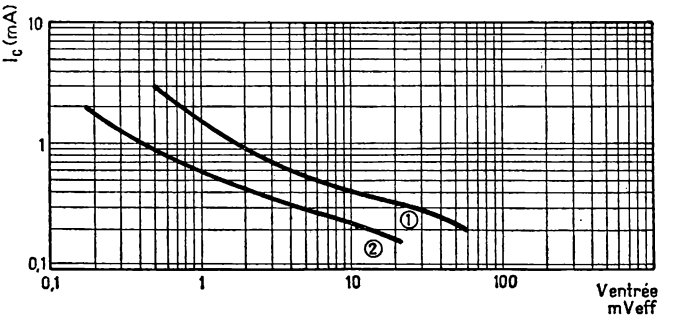


Fig. 4-14. — Efficacité de la C.A.G. inverse appliquée sur les deux premiers étages de l'amplificateur, et transmodulation.

(1) — Transmodulation du son du canal adjacent dans l'image. Niveau de signal perturbateur admissible à l'entrée pour 1 % de transmodulation en fonction du courant des transistors commandés.

(2) — C.A.G. - Niveaux admissibles à l'entrée en fonction du courant des transistors commandés.

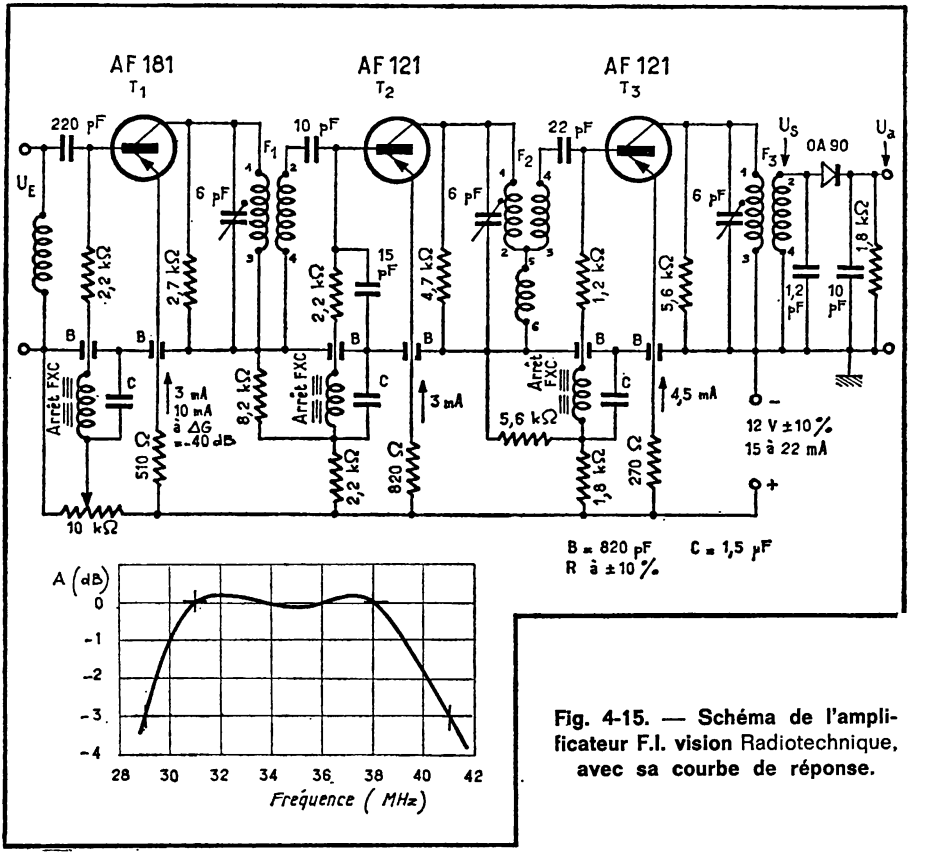


Fig. 4-15. — Schéma de l'amplificateur F.I. vision Radiotechnique, **avec sa courbe de réponse.**

est de 40 dB. Cette même figure donne la courbe de transmodulation du son dans l'image en fonction du courant des transistors commandés.

1. 2. *AMPLIFICATEUR SON F.I.*

On dispose, à l'entrée, un circuit qui impose la bande passante globale de l'amplificateur. C'est un circuit double au couplage critique. Le gain global est de 65 dB. Il comprend trois étages à liaison par circuit simple. Sa bande passante est de 1 MHz à —6 dB, soit 540 kHz à —3 dB. Les trois circuits simples sont identiques. La résistance d'amortissement apportée par le circuit de détection (1 N 64) est de l'ordre de 4000 Ω.

Le point de fonctionnement des deux premiers étages est fixé à $I_E = 2$ mA. Ils sont soumis à une tension de C.A.V. diminuant le courant continu d'émetteur (C.A.V. inverse), prélevée sur la résistance de charge de détection.

Le point de fonctionnement du dernier étage correspond à $I_E = 4$ mA pour obtenir une large excursion du point de fonctionnement sur la caractéristique du collecteur.

Le rendement de détection est de 50 %.

2. Etude « Radiotechnique »

2. 1. *AMPLIFICATEUR VISION F.I.*

La figure 4-15 donne le schéma de l'amplificateur vision, ainsi que sa courbe de réponse. C'est un schéma d'étude ne comprenant pas les réjecteurs son qui doivent être placés en entrée, ni la source de la tension de C.A.G. qui est représentée par un potentiomètre de 10 kΩ faisant varier la tension de base du premier transistor.

Il comprend trois étages accordés par des circuits doubles. Il admet à l'entrée des tensions F.I. comprises entre 200 μV et 20 mV_{eff} sans transmodulation. La tension vidéo maximale détectée est de 3,5 $V_{crête}$. La C.A.G. directe permet d'accroître I_c du premier étage entre 3 mA et 10 mA, sa dynamique est alors de 40 dB. La température ambiante maximale est de 45°C.

Pour parfaire le découplage des lignes d'alimentation, outre le condensateur classique, une perle de ferrite est enfilée sur le condensateur.

C'est un matériau B.F. à haute perméabilité. Aux fréquences F.I. cette perle a des pertes élevées qui absorbent l'énergie H.F. de la ligne. Il y a donc un blocage et une absorption de l'énergie indésirable.

2. 2. *AMPLIFICATEUR SON F.I.*

La figure 4-16 donne le schéma de l'amplificateur son, ainsi que sa courbe de réponse et la courbe d'efficacité de la C.A.V.

Il comprend deux étages F.I., la détection et l'étage préamplificateur basse fréquence. Le gain total en puissance est de 56 dB.

Pour 25 μV en entrée (modulés à 30 %) on obtient 13 mV B.F. en sortie. Pour 225 μV en entrée, on obtient 118 mV en sortie. Les deux étages F.I. sont accordés par des circuits simples soigneusement neutrodynés. Leur courant de repos est réglé à 2 mA. La détection est classique par diode DAA 119.

L'étage B.F. est équipé d'un transistor NPN - AC 127 dont le courant de repos est réglé à 400 μA. La sortie de la tension B.F. est effectuée sur l'émetteur chargé par une résistance de 3,3 kΩ.

La tension de C.A.V. amplifiée est prélevée sur le collecteur du même transistor. Ainsi, la tension de base du premier transistor F.I. est modifiée afin que le courant collecteur augmente en fonction du signal. C'est une C.A.V. directe. Son efficacité est mise en lumière par la courbe II (fig. 4-16). On voit que de 100 μV à 1 mV l'amplification augmente normalement. Ensuite, entre 1 mV et 100 mV la C.A.V. entre en action et limite la variation de tension de sortie à 3 dB, évitant la saturation de la détection.

3. Platine F.I. vision et son « Vidéon »

3. 1. *PLATINE F.I. VISION.*

La figure 4-17 donne le schéma de cet amplificateur. Il comprend trois transistors. Les deux premiers sont montés en série selon le schéma « cascode ». C'est-à-dire que la platine est réglée par trois circuits doubles surcouplés.

En entrée, on trouve le secondaire accordé du circuit formeur de bande.

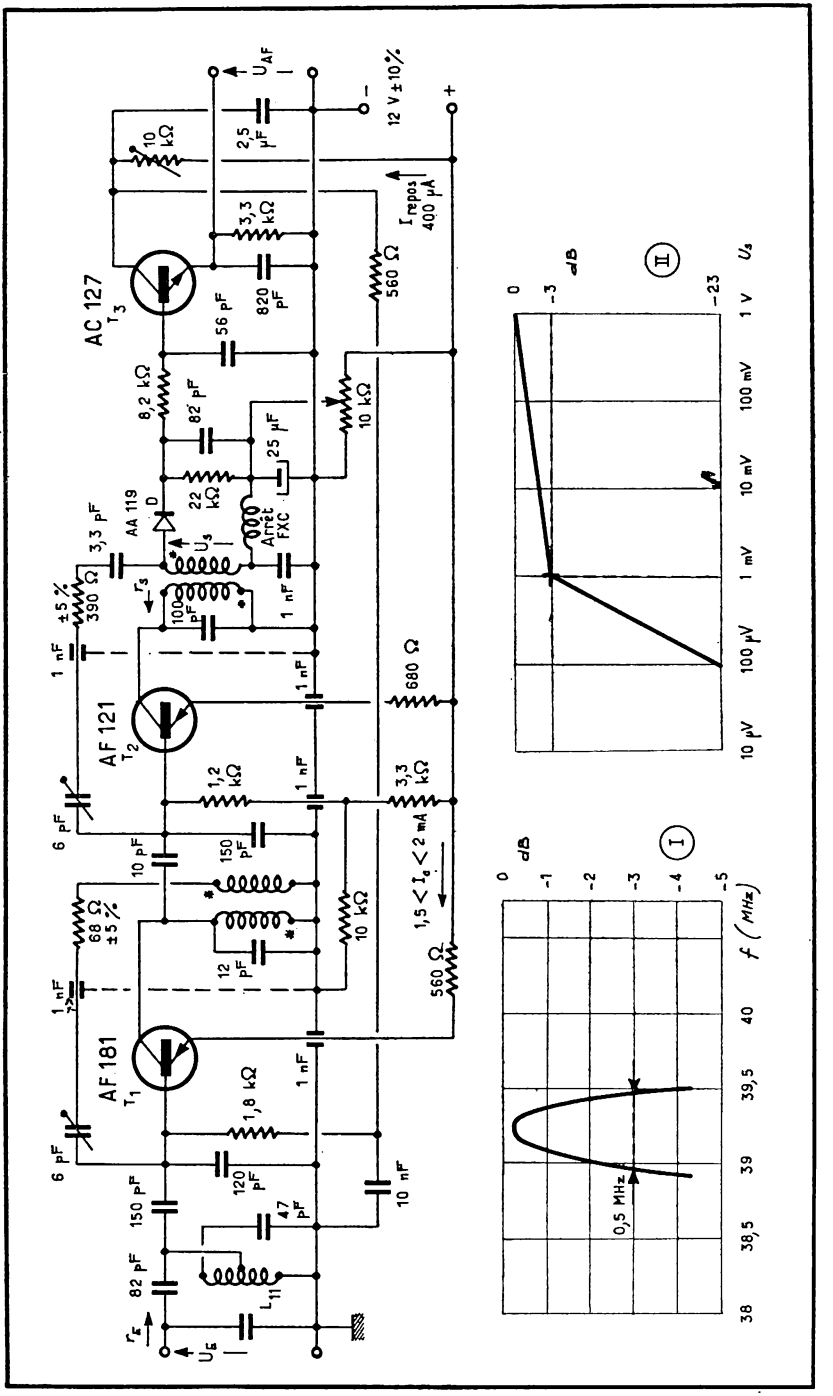


Fig. 4-16. — Schéma de l'amplificateur F.I. son Radiotechnique, **avec sa courbe de réponse (I) et la courbe d'efficacité de la C.A.V. (II).**

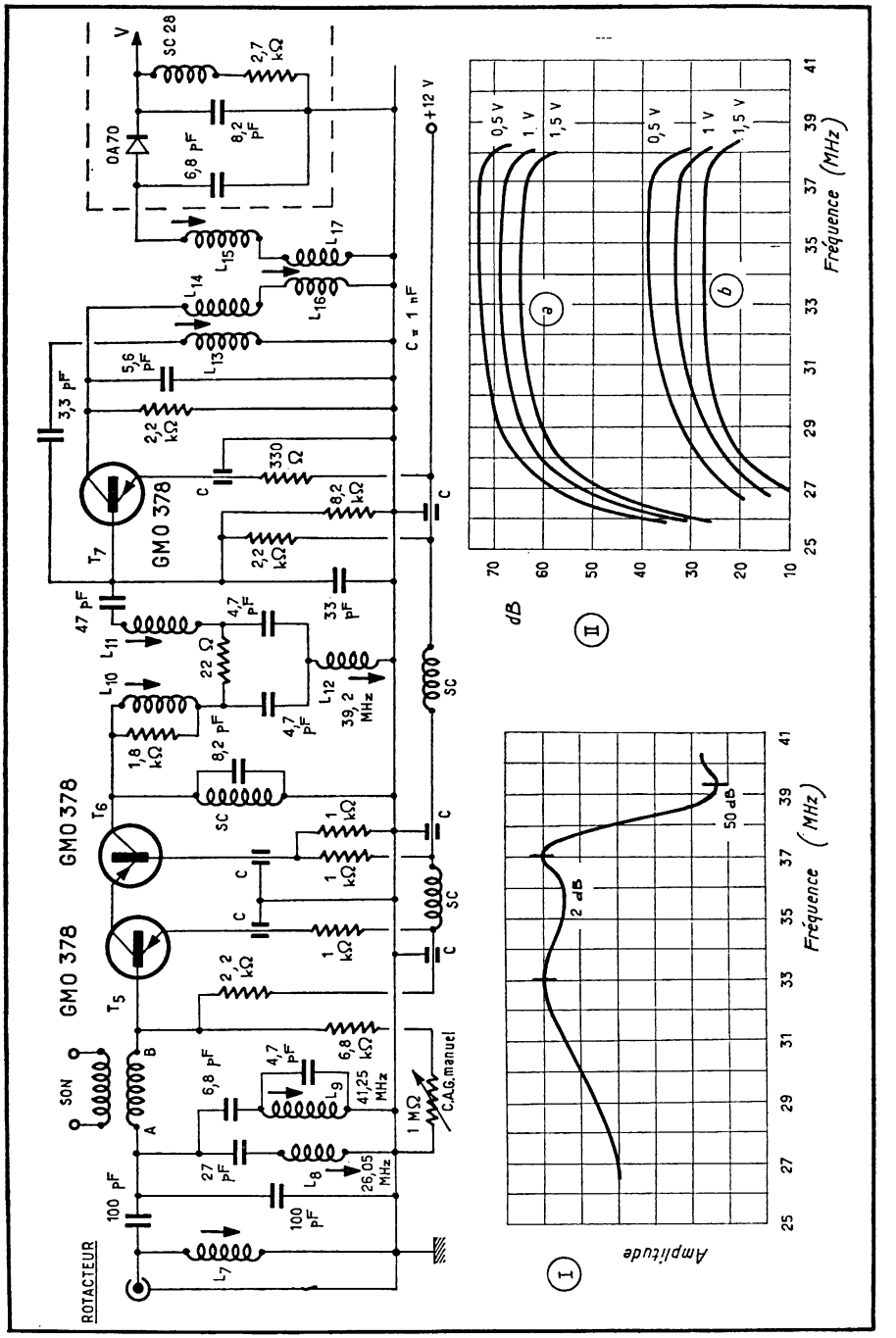


Fig. 4-17. — Schéma de la platine F.I. vision Vidéon, **avec la courbe d'affaiblissement du réjecteur son (39,2 MHz) (I) et la courbe de réponse en fonction de la C.A.G. (II).**

Puis, deux réjecteurs : son (canal adjacent) et vision (canal adjacent), sont placés avant le transformateur de prise de son. Le premier étage cascode est commandé par la C.A.G. inverse. Sur le schéma, le circuit de tension C.A.G. n'est pas représenté ; il a été remplacé par un potentiomètre de 1 MΩ.

L'étage cascode est chargé par deux circuits accordés, placés dans des blindages différents. Le couplage est assuré par un filtre en T ponté (L_{12}, 2 × C 4,7 pF et R 22 Ω) qui présente l'impédance minimale pour 39,2 MHz. Ici, le pont n'est pas réglé par la résistance, mais par l'inductance. On obtient ainsi, une réjection du son de 50 dB. Le couplage à 33 MHz est légèrement au-dessus du couplage critique.

Le dernier étage est neutrodyné par L_{13} et C = 3,3 pF. Le circuit de charge est un peu spécial. L_{13} et L_{14} sont dans un boîtier, L_{16} et L_{17} sont dans un autre blindage et L_{15} est dans un troisième. L_{13} couplé à L_{14} fournit la tension de neutrodyne ; L_{14} plus L_{16} accordé par 5,6 pF est le primaire ; L_{15} plus L_{16} accordé par 6,8 pF est le secondaire ; L_{16} et L_{17} assurent le couplage magnétique entre les deux circuits.

T7 est réglé pour I_c = 5 mA de façon à pouvoir sortir en détection jusqu'à 5 $V_{crête}$ sur 1000 Ω sans distorsion.

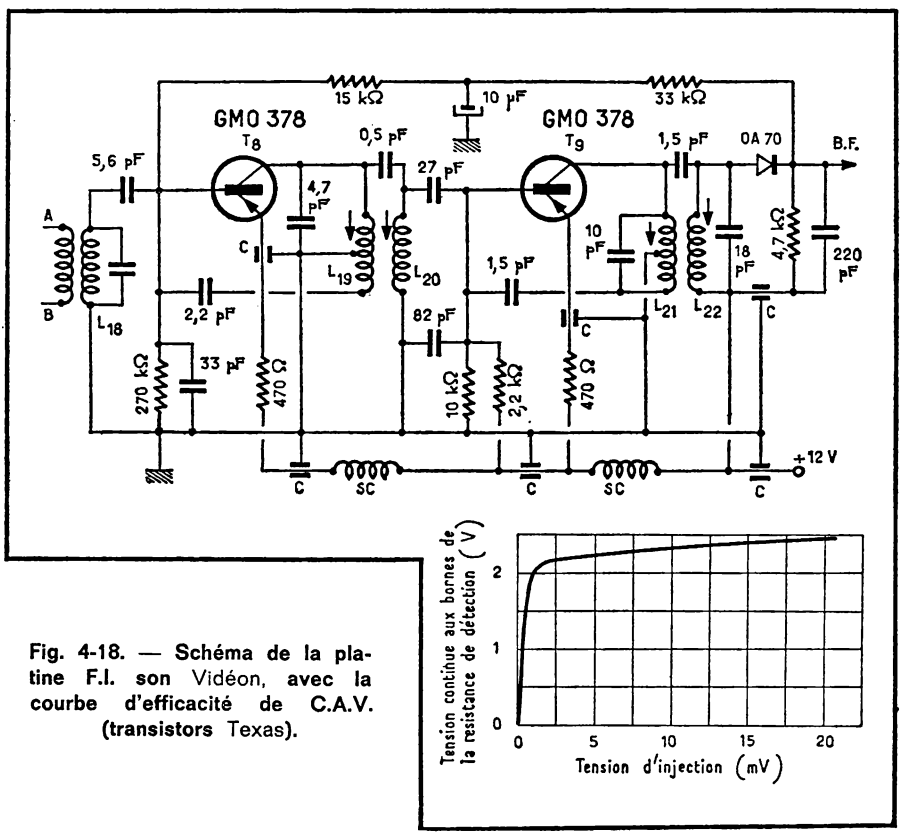


Fig. 4-18. — Schéma de la platine F.I. son Vidéon, **avec la courbe d'efficacité de C.A.V. (transistors** Texas).

La courbe I (fig. 4-17) donne la réponse de l'amplificateur. On remarque l'efficacité du filtre en T ponté (39,2 MHz).

La courbe II montre que la C.A.G. n'introduit pas de distorsion de la réponse de l'amplificateur. La porteuse vision reste toujours bien calée à 28,05 MHz. La bande passante est toujours de 10 MHz à — 6 dB. Le réseau supérieur (*a*) correspond au gain maximal pour différentes valeurs de la tension détectée. Le réseau inférieur (*b*) a été établi pour un gain très faible et pour les mêmes valeurs de tension détectée. Les courbes se déplacent bien parallèlement à elles-mêmes. Le gain maximal de l'amplificateur sans C.A.G. est de 75 dB, pour 0,5 V détectés. Le gain minimal sous l'action de la C.A.G. est de 35 dB, toujours pour 0,5 V détectés ; soit une dynamique de 40 dB.

3. 2. *PLATINE F.I. SON.*

Le schéma de l'amplificateur F.I. son *Vidéon* est classique (fig 4-18). Il comprend deux étages. Les circuits d'entrée et de sortie sont doubles et couplés au couplage critique. Les enroulements L_{19} et L_{21} possèdent une prise afin d'obtenir à leur extrémité inférieure la tension de neutrodyne qui est reportée sur la base du transistor correspondant au travers d'une capacité.

Le premier étage est contrôlé par une C.A.V. inverse dont l'efficacité est donnée par la courbe I. On voit qu'entre 2 et 21 mV_{eff} à l'entrée, la tension détectée ne varie que de 2,25 à 2,5 V aux bornes de la résistance de charge de la diode (4,7 kΩ). La tension de C.A.V. est prise également à la détection.

Le gain de l'amplificateur a été calculé de façon à avoir une sensibilité son, correspondant à la sensibilité du canal vision.

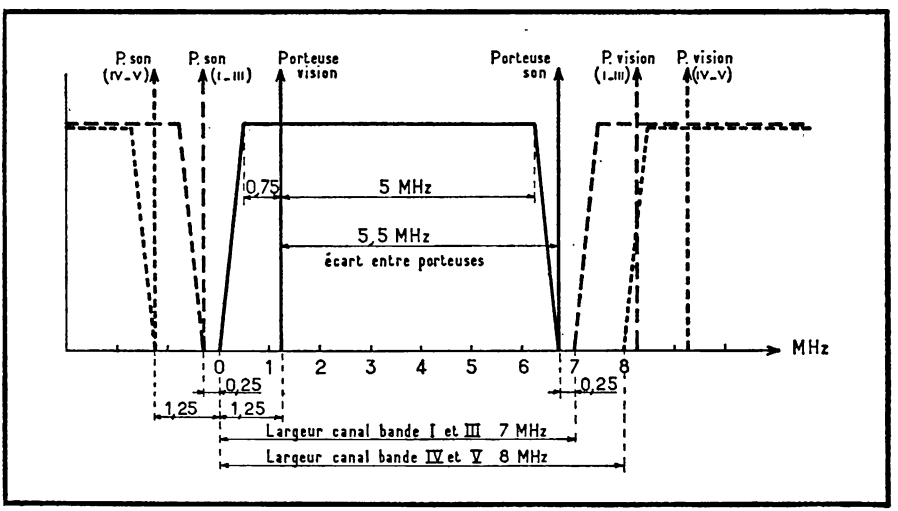


Fig. 4-19. — Canal européen Gerber (normes B et G).

IV. DESCRIPTION DE SCHÉMAS ÉTABLIS POUR LE STANDARD GERBER (NORMES B ET G)

Le canal européen « Gerber » (normes B et G) est donné sur la figure 4-19. En bandes I et III (B) la largeur du canal est de 7 MHz et l'écart entre porteuses est de 5,5 MHz. En bandes IV et V (G), l'écart entre porteuses n'est pas modifié, mais la largeur du canal est portée à 8 MHz. Il faut en tenir compte pour l'établissement du réjecteur pour le son, canal adjacent, qui en V.H.F. doit être réglé à 40,40 MHz et en U.H.F. à 41,40 MHz.

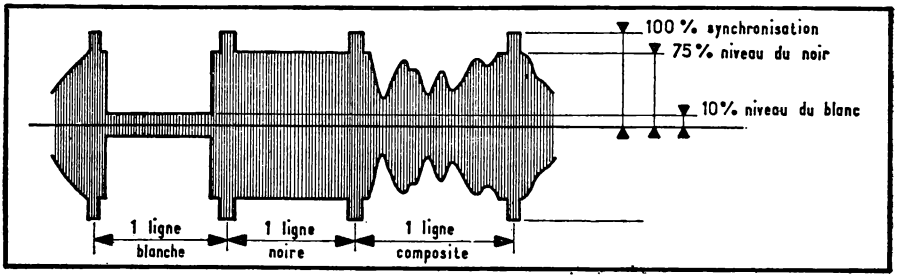


Fig. 4-20. — Spectre vision transmis selon le standard européen Gerber.

Les valeurs normalisées de F.I. sont :

pour la vision : 38,9 MHz,
et pour le son : 33,4 MHz.

D'autre part, la modulation de l'image est négative et le son est transmis en modulation de fréquence. Le spectre de l'émetteur vision est représenté schématiquement sur la figure 4-20. Les signaux de synchronisation sont modulés à 100 %. Le niveau du noir est à 75 % et le niveau du blanc est à 10 % de modulation. Le signal de la porteuse n'est jamais supprimé, ce qui est indispensable pour le fonctionnement de l'interporteuse.

On peut remarquer que les signaux de synchronisation sont dans le même sens que les parasites. Un parasite violent fait décrocher le récepteur en ligne ou en image à moins que le schéma ne prévoie un blocage spécial Un tel système existe dans l'amplificateur décrit.

1. Principe de la transmission du son selon le système « interporteuse » ou par battement

Avant de décrire l'amplificateur F.I. il est nécessaire de connaître le principe de la transmission du son en « interporteuse ».

Dans ce standard, l'écart entre porteuses son et vision est de 5,5 MHz. Ces porteuses sont très stables puisque les émetteurs sont pilotés par quartz.

On a vu que l'oscillateur local interférant avec ces deux porteuses produisait des signaux F.I. espacés également de 5,5 MHz (38,9 MHz et

33,4 MHz). L'amplificateur F.I. est établi de façon à transmettre tout le spectre F.I. ; il n'y a plus de séparation entre le son et la vision.

La détection fait apparaître aux bornes de la résistance de charge plusieurs signaux :

— le signal vidéo-fréquence résultant de la détection de la modulation F.I. vision ; son spectre s'étend de 0 à 5 MHz ;

— un signal basse fréquence parasite s'étendant de 0 à 15 000 Hz dû à la discrimination par la courbure du détecteur du signal F.I. son modulé en fréquence ;

— le signal « interporteuse » modulé en fréquence autour d'une fréquence centrale de 5,5 MHz, résultant du battement des signaux F.I. vision et son ;

— les harmoniques de ces signaux.

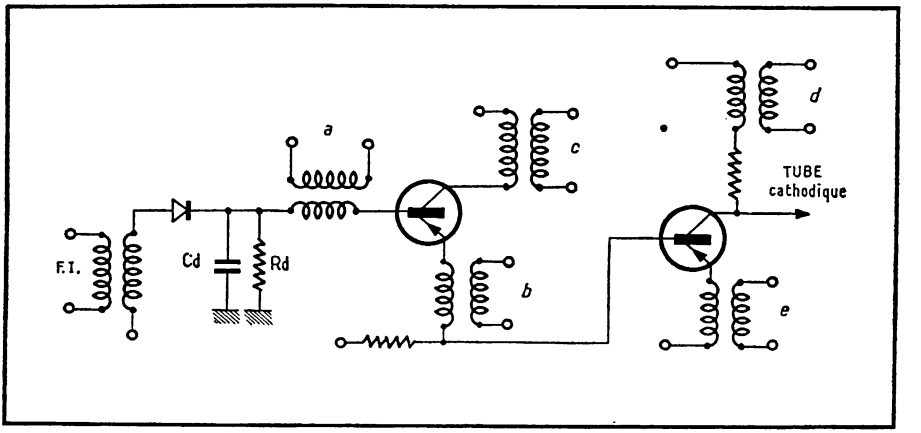


Fig. 4-21 — Cinq points possibles pour le prélèvement du signal interporteuse : après la détection ou dans les étages vidéo (a à e).

Il faut maintenant prélever le signal interporteuse aux bornes d'un circuit accordé sur 5,5 MHz et disposé soit dans l'étage détection, soit dans l'étage vidéo. La figure 4-21 indique les différentes possibilités de prélèvement de ce signal. Les cinq points sont les suivants : (*a*) à la détection, (*b*) sur l'émetteur du préamplificateur vidéo, (*c*) sur le collecteur du même étage, (*d*) sur le collecteur du transistor final vidéo, (*e*) sur l'émetteur du transistor final vidéo.

Le plus souvent, on préfère bénéficier de l'amplification de l'étage préamplificateur vidéo et on opère le prélèvement du son sur le collecteur (*c*). En effet, il faut placer après le point de prélèvement un filtre efficace accordé sur 5,5 MHz qui évite toute altération de l'image. Celle-ci est prise sur l'émetteur du même transistor qui est réuni directement à la base de l'étage de puissance. La séparation est donc plus facile à opérer.

Le signal interporteuse est alors dirigé vers un amplificateur, un limiteur, un discriminateur et un amplificateur basse fréquence. Le limiteur est indispensable afin de débarrasser la modulation sonore de tous les résidus en

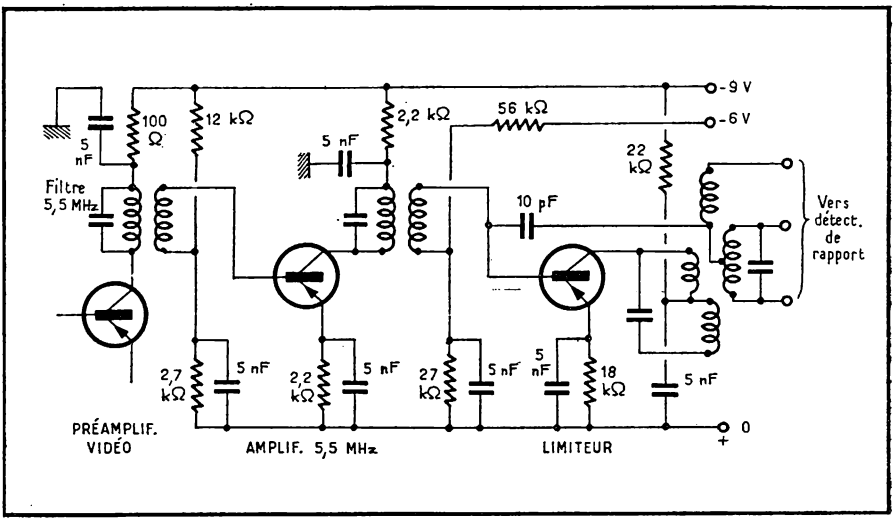


Fig. 4-22. — Schéma d'un amplificateur-limiteur pour système interporteuse.

provenance des signaux de vision, des parasites et des modulations en amplitude indésirables. La figure 4-22 donne en exemple un schéma d'amplificateur limiteur. Le signal interporteuse est prélevé sur le collecteur de l'étage préamplificateur vidéo par un filtre accordé sur 5,5 MHz.

Il est amplifié normalement par un étage chargé par un circuit simple. Le signal est appliqué sur la base du limiteur. Ce transistor est fortement

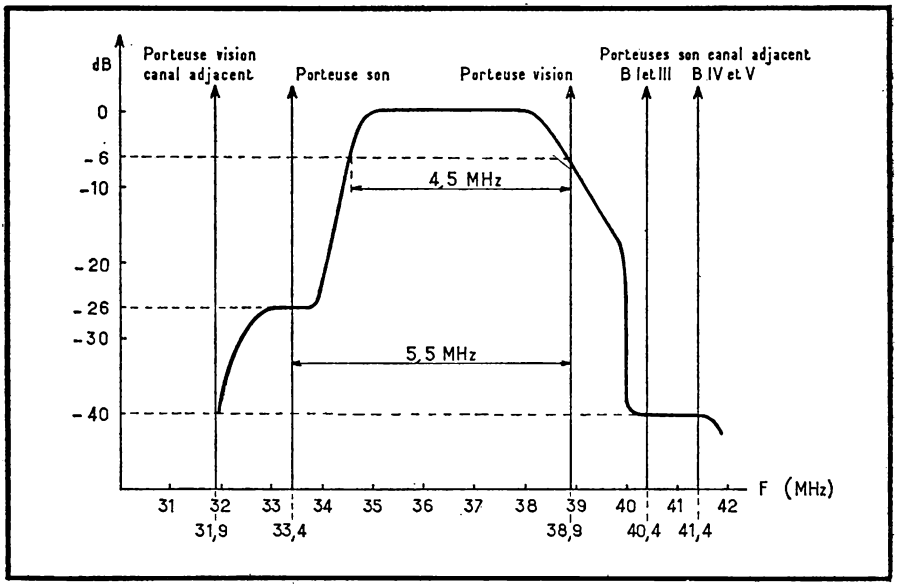


Fig. 4-23. — Courbe de réponse d'un amplificateur F.I. utilisant le système interporteuse pour le son.

polarisé par une résistance de 18 kΩ dans l'émetteur. D'autre part, la base est alimentée sous tension réduite (— 6 V au lieu de — 9 V) par un pont de résistances de fortes valeurs (56 kΩ et 27 kΩ). Les signaux de forte amplitude sont éliminés par la courbure de la caractéristique. On élimine ainsi, les parasites et les résidus des signaux de vision.

Enfin, le détecteur de rapport fournit le signal B.F. à l'amplificateur du son.

Pour obtenir un rendement optimal du système interporteuse, il faut observer un certain rapport entre le signal son et le signal vision. A la détection, il faut que la tension du signal vision soit le double de celle du signal son. Il faut donc modifier la courbe de réponse de l'amplificateur F.I. en atténuant la porteuse F.I. son de 26 dB (fig. 4-23).

Avantages du système interporteuse :

— une économie appréciable dans le prix de revient de la chaîne son,

— une grande stabilité de la fréquence centrale qui est insensible aux dérives de l'oscillateur local,

— la fréquence interporteuse étant relativement basse, l'établissement des étages amplificateur et limiteur ne soulève pas de difficultés.

Inconvénients du système interporteuse :

— en l'absence de porteuse vision, impossibilité de recevoir l'émetteur son. En cas de panne de l'émetteur vision, il est donc impossible d'être renseigné sur la reprise du programme,

— pas de critère facile à discerner pour le réglage de l'oscillateur du rotacteur V.H.F.,

— en cas de surmodulation de l'émetteur vision, on constate un blocage complet du son,

— si, au lieu de réception, le rapport du champ vision et du champ son varie dans de grandes proportions, il faut un limiteur très efficace pour que le son ne soit pas brouillé par la vidéo,

— possibilité de brouillage du son par des résidus modulés en fréquence de l'émetteur vision ou de la chaîne vision du récepteur.

2. Description de l'amplificateur F.I. « Radiotechnique »

Cet amplificateur est prévu pour le standard « Gerber » et pour la réception du son en interporteuse. Il possède aussi une détection alimentant un circuit qui évite le décrochage des balayages sous l'effet des parasites (fig. 4-24).

Il comprend trois étages et son gain est de 76 dB ; sa courbe de réponse est celle de la figure 4-23. La largeur de la bande à — 6 dB est de 4,5 MHz.

A l'entrée, on rencontre les filtres accordés sur 33,4 MHz et sur 40,40 MHz. Le circuit surcouplé d'entrée est double, le primaire est dans le rotacteur et le secondaire sur la platine F.I. Le premier transistor AF 181 est commandé par un circuit de C.A.G. directe dont l'efficacité est de 40 dB (fig. 4-25). Le courant de repos I_E est réglé à 3 mA.

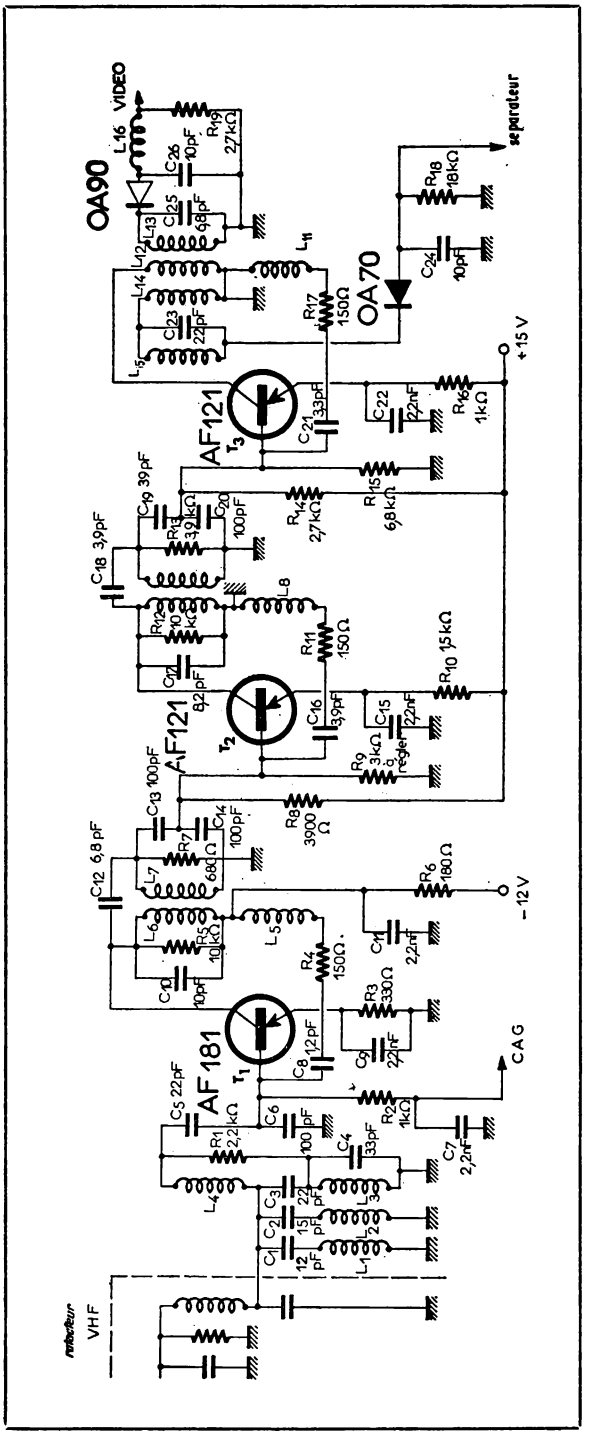


Fig. 4-24. — Schéma de l'amplificateur F.I. (Radiotechnique).

Le circuit de liaison est double et légèrement surcouplé. Le primaire est amorti par une résistance de 10 kΩ et le secondaire par 680 Ω. Ainsi, l'application de la tension de la C.A.G. ne peut modifier d'une façon appréciable la courbe de réponse de l'amplificateur.

Le premier transistor est neutrodyné au moyen de l'inductance L_5, de la résistance R_4 et du condensateur C_8.

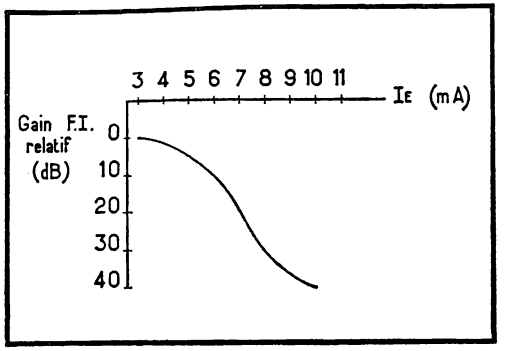


Fig. 4-25. — Courbe d'efficacité de la C.A.G. en fonction du courant d'émetteur.

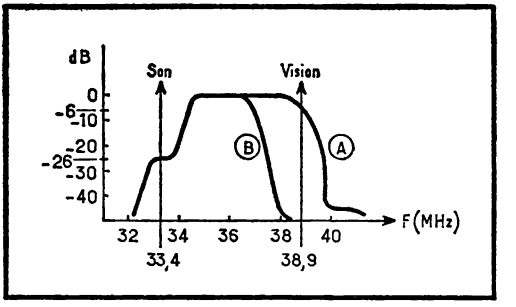


Fig. 4-26. — Courbe du détecteur de parasites (B) par rapport à la courbe normale vidéo (A).

Le second étage est équipé du transistor AF 121 équivalant au modèle AF 179, au boîtier près. Son courant émetteur est fixé à 3 mA. Il est chargé par un circuit double semblable à celui du premier étage. L'adaptation capacitive des impédances est particulièrement efficace.

Le troisième étage est réglé pour $I_E = 4$ mA, de façon à pouvoir admettre des signaux de plus grande amplitude. Cet étage est neutrodyné comme les deux premiers.

Le circuit de charge est double ; il doit alimenter séparément et avec des courbes différentes les deux détecteurs.

La diode OA 90 assure la détection vidéo habituelle. Sa résistance de charge est de 2,7 kΩ. La tension crête détectée est de 3 V. Elle peut atteindre 4 V crête sans distorsion. A ce moment la sensibilité d'entrée est de 100 μV.

Le second détecteur doit redresser les impulsions provoquées par les parasites, sans altérer le signal vidéo. Pour cela, l'enroulement L_{14} est couplé lâche avec L_{12}. Puis, un filtre L_{15}-C_{23} accordé sur 38,9 MHz supprime la porteuse vision et une partie des informations vidéo. En effet, les parasites se répartissent également dans toute la gamme et il vaut mieux ne conserver que ceux qui sont voisins des signaux de synchronisation et qui se voient

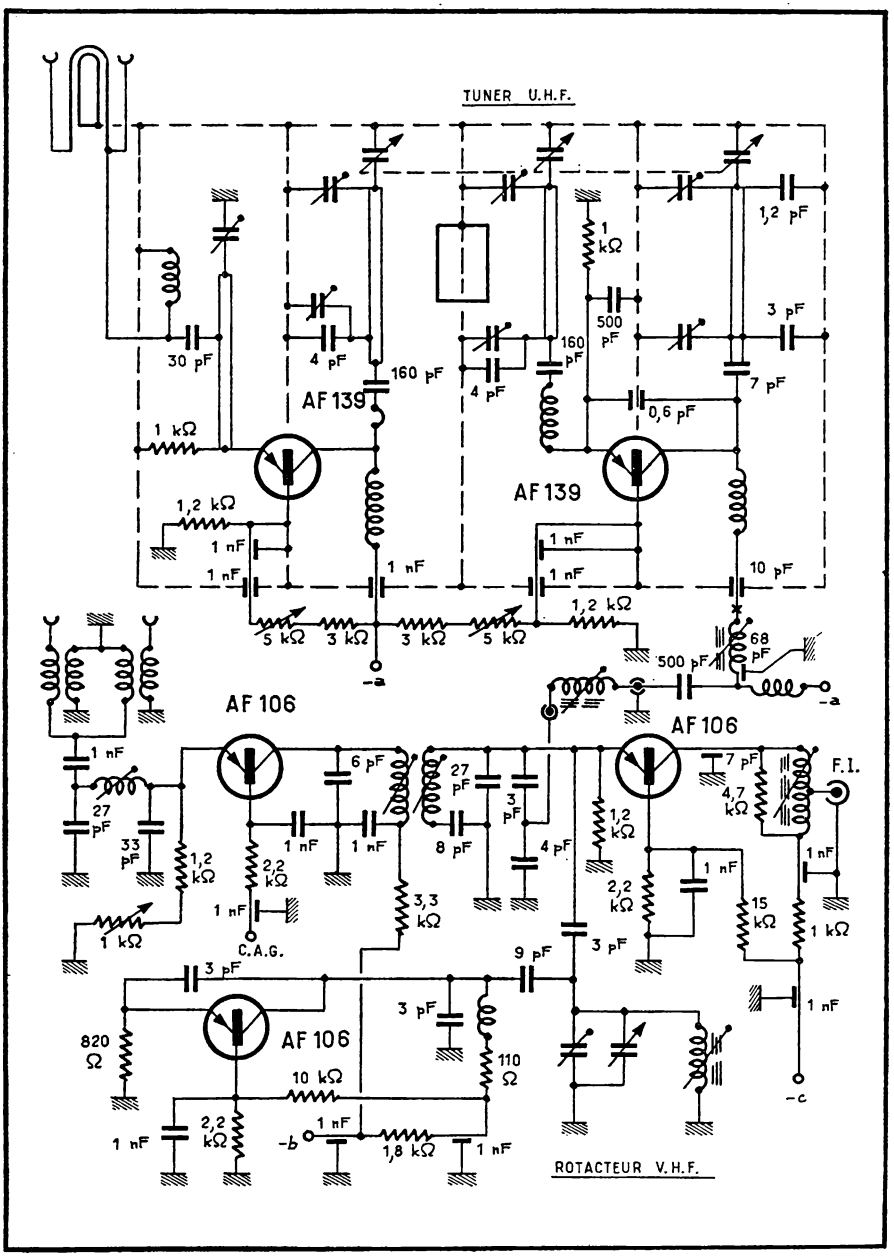


Fig. 4-27 (1re partie). — Schéma du tuner U.H.F., du rotacteur V.H.F. et de la platine F.I. vision et son interporteuse du téléviseur étudié par le laboratoire applications de Lorenz.

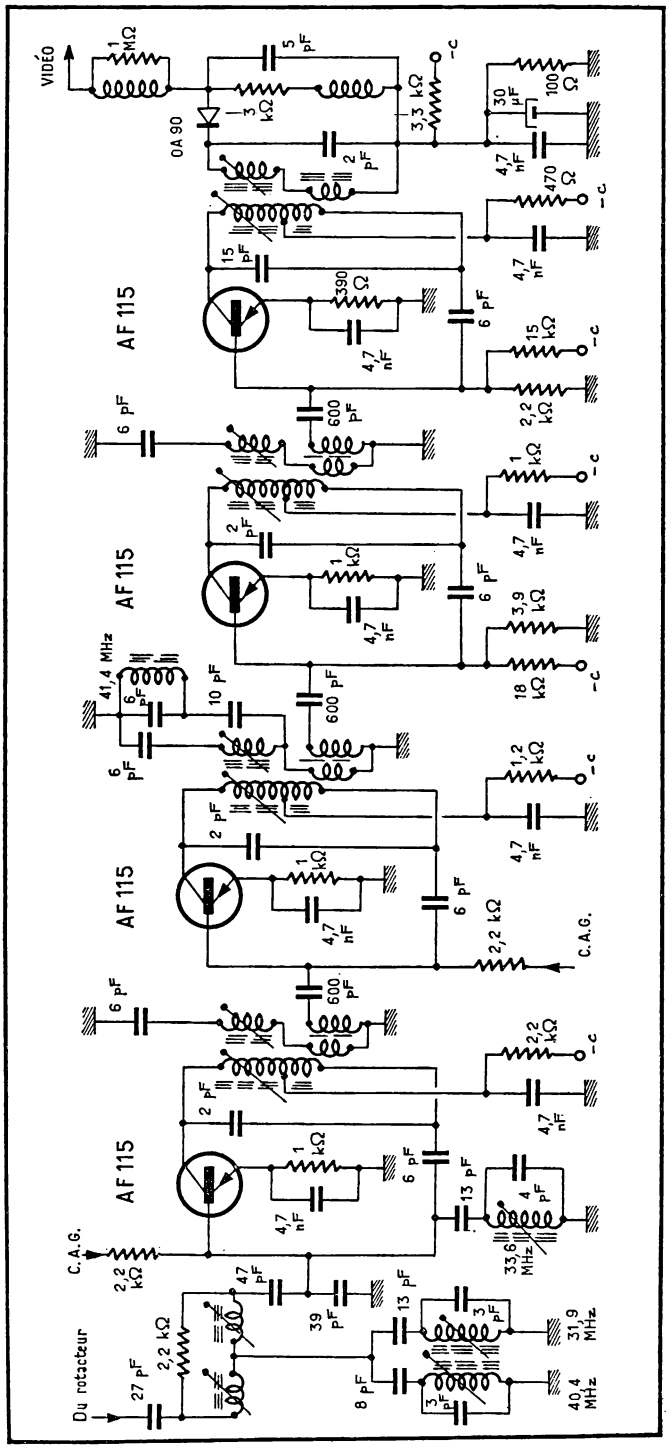


Fig. 4-27 (2e partie). — Schéma de la platine F.I. vision et son interporteuse du téléviseur Lorenz.

particulièrement dans les parties noires de l'image. La courbe de réponse du second détecteur par rapport au signal vidéo est donnée sur la figure 4-26. En *a*, on a la courbe vidéo normale de l'amplificateur au premier détecteur. En *b*, on a la courbe du détecteur de parasites.

La tension détectée par la diode OA 70 est d'environ 3 V crête aux bornes de la résistance de 18 kΩ. Cette tension sert à bloquer le transistor séparateur de synchronisation évitant le déclenchement des bases de temps sous l'action d'un parasite.

Ce type de circuit est inconnu en France où la polarisation positive évite cet inconvénient. En revanche, il est indispensable dans tous les pays ayant préféré la polarisation négative des signaux.

D'autre part, cet amplificateur nécessite une double source d'alimentation —12 V et +15 V par rapport à la masse.

3. Description du téléviseur « Lorenz »

Toute la partie U.H.F.-V.H.F. et F.I. est donnée ensemble afin de montrer une solution complète pour les deux programmes du standard « Gerber ».

On remarque que la sortie F.I. du tuner U.H.F. n'est pas dirigée directement sur la platine F.I. mais sur l'émetteur du transistor mélangeur du rotacteur V.H.F. On bénéficie ainsi d'une amplification supplémentaire en U.H.F. La commutation est également simplifiée. La liaison tuner-rotacteur est toujours effectuée, mais les capacités de très faibles valeurs utilisées (3 et 4 pF) n'apportent pas de perturbation au fonctionnement du rotacteur.

En V.H.F., le rotacteur seul est alimenté et son fonctionnement n'appelle pas de commentaires.

En U.H.F., le tuner et l'étage mélangeur du rotacteur sont alimentés ; seuls l'étage H.F. et l'oscillateur cessent de fonctionner. A ce moment le mélangeur se comporte comme un étage F.I. supplémentaire. La courbe F.I. est modelée avec plus de rigueur. Ce schéma est intéressant lorsque les standards des deux programmes sont pratiquement identiques.

En France, on a vu qu'il est préférable de prévoir, si le besoin s'en fait sentir, un étage F.I. indépendant pour la réception des U.H.F.

L'amplificateur F.I. comprend quatre étages. Il s'agit en effet d'un récepteur très sensible. Le gain global est au moins de 75 dB. La C.A.G. directe est appliquée sur les deux premiers étages, ce qui lui donne une dynamique de 60 dB.

A l'entrée, on remarque les réjecteurs pour la porteuse son du canal adjacent (40,40 MHz) en V.H.F. et pour la porteuse vision du canal adjacent (31,9 MHz). Sur la base du premier transistor se trouve le réjecteur réduisant l'intensité du son de 26 dB pour le système interporteuse (33,6 MHz). Enfin, sur la base du troisième transistor, le réjecteur accordé sur 41,40 MHz élimine la porteuse son du canal adjacent en U.H.F.

La détection est effectuée par une diode OA 90.

Le schéma par lui-même est classique (fig. 4-27).

CHAPITRE 5

L'amplification vidéo-fréquence

I. CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Le signal vidéo-fréquence est comparable, pour l'image, au signal B.F. pour le son. La bande transmise est beaucoup plus large, puisqu'elle atteint 10 MHz pour le standard français 819 lignes, et de plus cette modulation comprend les signaux de synchronisation horizontaux et verticaux.

Il faut donc étudier un amplificateur qui transmette toutes les fréquences depuis le courant continu jusqu'à 10 MHz pour une atténuation maximale de 3 dB.

La tension délivrée par la détection est de l'ordre de 1,5 $V_{crête}$ disponible aux bornes d'une impédance d'environ 2 kΩ. Cette valeur d'impédance ne doit pas être modifiée d'une façon trop importante.

Actuellement, les tubes cathodiques présentent des tensions d'extinction assez dispersées. On doit en tenir compte pour le réglage de la luminosité. En revanche, les caractéristiques de pente sont assez constantes d'un tube à l'autre. Ce point est important, car il est possible de garantir une valeur de pente assez précise pour un courant de cathode déterminé si le contraste est une fonction exacte de la pente, pour une même valeur de T.H.T. et surtout de A_1. Il en résulte que, pour une même amplitude du signal vidéo, par rapport à la valeur de la tension d'extinction, tous les tubes présentent une luminosité semblable et un contraste identique.

D'autre part, la tension de wehnelt ne doit jamais devenir positive sous peine d'un vieillissement prématuré de la cathode du tube. Pour se garantir contre l'utilisation anormale de celui-ci, il faut limiter la tension maximale de modulation.

On sait que la tension de modulation vidéo représente 70 % de la tension totale puisque les signaux de synchronisation occupent 30 %. La tension de blocage minimale (Vv) d'un tube cathodique est donnée par son fabricant. Un tube de 28 cm (11") a une tension de blocage de 30 V environ. Un tube de 59 cm (23"), selon la tension des autres électrodes, nécessite entre 40 et 60 V pour assurer l'extinction du spot.

Par conséquent, la tension totale appliquée au tube y compris les signaux de synchronisation est respectivement : 39 V (30 × 1,3) et 78 V (60 × 1,3). Ces tensions sont suffisantes pour obtenir des images normalement contrastées. Cependant, la mode veut que lors des démonstrations en magasin ou dans les expositions, le vendeur puisse obtenir des images très contrastées malgré l'éclairage ambiant. On est donc amené à prévoir des tensions plus élevées. On atteint 50 V pour le tube de 28 cm et 100 V pour le tube de 59 cm ; certains auteurs préconisent même 120 V, ce qui paraît un peu exagéré.

Le gain est donc respectivement de 33 (50/1,5) et de 66 (100/1,5). Il ne peut être obtenu par un étage unique, comme pour les téléviseurs à lampes ; on doit prévoir un amplificateur à deux étages : préamplificateur et étage de puissance.

1. Bande passante

La bande passante d'un amplificateur est limitée par les capacités en parallèle sur l'impédance de charge. Ce sont les capacités d'entrée et de sortie des transistors, les capacités de câblage et de la ligne de liaison au tube. Pour les réduire, on soigne l'étude du câblage et on rapproche le châssis vidéo du tube.

Lorsque l'impédance de la capacité parallèle à 10 MHz est égale à l'impédance de charge, le gain est réduit de 3 dB. D'autre part, le gain de l'amplificateur diminue progressivement lorsque la fréquence augmente ; or on a intérêt à ce que le gain soit maximal jusqu'à 10 MHz, puis chute rapidement.

Ce problème ressemble à celui qui a été étudié en H.F. et en F.I. ; un filtre de bande permet d'obtenir une courbe plus intéressante que celle donnée par un circuit unique. Ici, on prévoit un filtre ou une contre-réaction qui « remonte » la courbe vers 10 MHz et qui donne au-delà une atténuation plus rapide. Ce filtre est appelé « circuit de compensation ». Il peut être : série, parallèle ou mixte.

Une compensation série permet d'augmenter la largeur de bande dans un rapport de 1,5 environ, pour un même niveau de gain. Une compensation parallèle donne une amélioration du même ordre. Une compensation mixte (série-parallèle) permet d'atteindre un rapport de 2. Ce dernier schéma n'est intéressant, avec les transistors actuels, que lorsque la liaison avec le tube est très courte.

Une *compensation série* consiste à placer une bobine de correction en série dans la ligne vidéo. Elle se comporte comme un filtre passe-bas en π, accordé par les capacités réelles ou parasites qui se trouvent en entrée et

en sortie de la bobine. On obtient ainsi une compensation des capacités parallèles et une augmentation de l'impédance de charge d'où une augmentation du gain aux fréquences élevées (fig. 5-1).

La *compensation parallèle* est obtenue en montant une bobine de correction en série avec la résistance de charge, c'est-à-dire en parallèle entre la ligne et la masse. Cette bobine est accordée par la capacité de sortie du transistor et par les capacités du câblage. A la résonance, elle augmente la valeur de la charge du collecteur et donc le gain pour les fréquences élevées (fig. 5-2).

La *compensation mixte* peut être prévue en associant un ou plusieurs dispositifs du schéma théorique de la figure 5-3.

En effet, une compensation peut être obtenue par la résonance aussi bien d'une bobine que d'un condensateur. Toutes les possibilités sont groupées sur cette figure. Elles ne sont jamais employées toutes à la fois.

— L_2-R_2 : constitue une compensation parallèle. L'augmentation de l'impédance de L_2 aux fréquences élevées augmente le gain à ces fréquences.

— C_3-R_4 : est une compensation série différente de la précédente. C'est une contre-réaction en continu qui limite le courant de faisceau du tube cathodique et évite à l'usager d'utiliser le tube au-delà de ses possibilités.

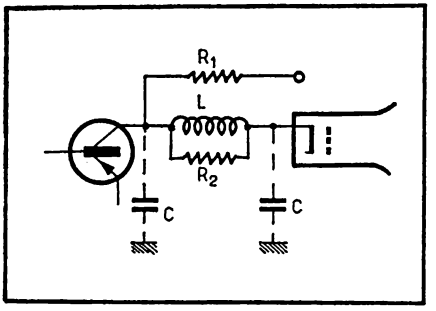


Fig. 5-1. — Compensation série.

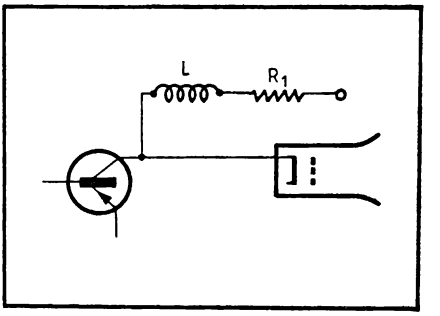


Fig. 5-2. — Compensation parallèle.

Cela sans diminuer le gain de l'étage aux fréquences élevées.

— L_1-R_1 : l'augmentation de l'impédance de L_1 aux fréquences élevées réduit le taux de contre-réaction déterminé par R_1 et par la capacité de couplage C_1, donc produit une augmentation du gain de l'étage aux fréquences élevées.

— C_2-R_3 : la diminution de l'impédance de C_2 aux fréquences élevées diminue l'impédance de la contre-réaction d'émetteur et augmente le gain de l'étage. Souvent, on trouve entre émetteur et masse des cellules R-C complexes établies de façon à parfaire la courbe de réponse globale. La valeur de C_2 doit être faible afin de ne pas découpler efficacement les fréquences basses. C'est une contre-réaction qui freine la composante continue.

La mise au point des circuits de compensation est plus délicate avec les transistors qu'avec les tubes. En effet, une compensation doit être calculée

pour un courant collecteur donné. Toute variation de Ic modifie le gain et les impédances d'entrée et de sortie, altérant la courbe. Il est vrai qu'une compensation s'établit lorsque la résistance de gain vidéo augmente puisque Ic diminue alors que RE-CE augmente.

En pratique, on cherche un compromis en adoptant deux corrections : une bobine en série ou en parallèle dans la ligne et une contre-réaction sélective d'émetteur (C_2 R_3, fig. 5-3).

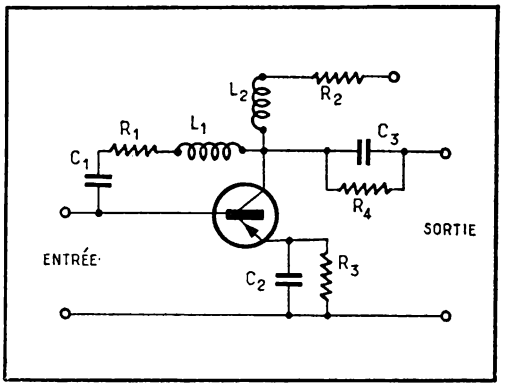


Fig. 5-3. — Exemples théoriques de compensation mixte.

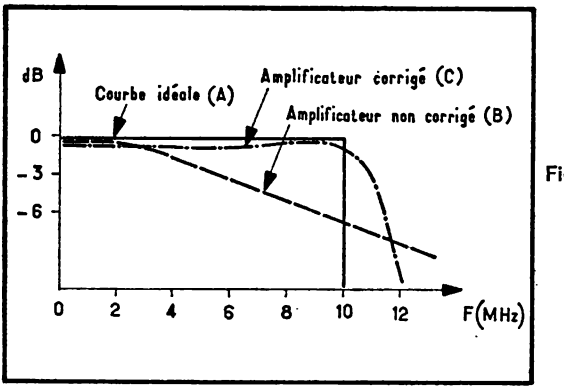


Fig. 5-4. — Courbes théoriques de l'amplificateur vidéo.

La figure 5-4 donne en (*A*) la courbe idéale d'un amplificateur vidéo. Le gain est constant jusqu'à 10 MHz, puis devient nul très rapidement. Un amplificateur non corrigé (*B*) voit sa courbe de gain baisser lorsque la fréquence augmente. Une correction parfaite permet d'obtenir la courbe (*C*) qui donne un gain pratiquement constant jusqu'à 10 MHz et une atténuation plus rapide au-delà.

2. Transmission de la composante continue

En radiodiffusion sonore, un signal B.F. est symétrique ; c'est-à-dire que même après le franchissement d'un condensateur il conserve sa symétrie par rapport à son axe.

Une porteuse haute fréquence modulée par un signal vidéo est également symétrique. Mais, après la détection, le signal vidéo n'est plus symétrique. Il admet donc une composante moyenne qui est fonction du contenu de l'image (fig. 5-5).

En *a*, une image très claire est modulée presque à 100 %, la tension moyenne continue est élevée. En *b*, il s'agit d'une image très sombre, la valeur de la modulation est très peu supérieure aux 30 % réservés aux signaux de synchronisation. La tension moyenne est faible. Puisqu'en réalité la teinte moyenne des images varie continuellement, cette tension varie en amplitude en fonction du contenu de l'image. C'est un niveau de référence permettant de restituer l'image avec fidélité. Si un condensateur est placé en série sur la ligne, cette tension continue variable n'est pas transmise jusqu'au tube. Le signal vidéo est asymétrique après la détection, c'est-à-dire tout entier positif par rapport à la masse. Après un condensateur, le niveau de référence initial est détruit et le signal est aligné de part et d'autre du potentiel de la masse, sur un nouveau niveau de référence. En pratique, on observe une distorsion dans la valeur relative des teintes entre elles.

Dans les téléviseurs à lampes, on ne transmet généralement pas la composante continue, mais on la restitue sur le tube grâce à une diode. Cette question, du reste, est très controversée et ce depuis les origines de la télévision.

Les schémas de téléviseurs à transistors prévoient généralement la transmission de la composante continue. En effet, les transistors de l'étage de puissance n'ont pas jusqu'à présent des performances surabondantes. On démontre que la tension de sortie de l'étage final est plus élevée lorsqu'on transmet la composante continue que lorsqu'on ne la transmet pas, toutes choses égales par ailleurs.

Soit, un étage de sortie vidéo qui ne transmet pas la composante continue et fonctionne donc en classe A. La tension de sortie au repos, sans signal est V_o. La tension de sortie maximale est de 2 $V_{o\ crête}$. Si on reçoit une image sombre, le niveau moyen correspond sensiblement au niveau du noir et la tension de sortie crête ne peut excéder V_o.

Ainsi, si on veut éviter la limitation, il faut régler le niveau d'entrée de telle façon que toute la partie image du signal vidéo (soit 70 % de la tension d'entrée) corresponde à une tension de sortie égale à V_o. La pointe de synchronisation, qui représente 30 % du signal, correspond alors à une tension de sortie de $30/70\ V_o = 0{,}42\ V_o$. Au total, le signal d'entrée se traduit par une tension de sortie égale à $1{,}42\ V_{o\ crête}$ $(1 + 0{,}42)$.

Un étage de sortie transmettant la composante continue donne pour le même signal d'entrée une tension de 2 $V_{o\ crête}$. Son efficacité est donc supérieure de 30 % environ.

3. Réglage de contraste

Un autre point important est de savoir si l'amplificateur vidéo doit avoir un gain réglable. La variation de la tension de sortie commandée par l'usager doit être de 3 à 1. Il faut tenir compte de la variation de la tension d'attaque en fonction de la dispersion de la tension d'extinction des tubes cathodiques pouvant atteindre 2 à 1. La variation totale devrait être dans le rapport de 6 à 1.

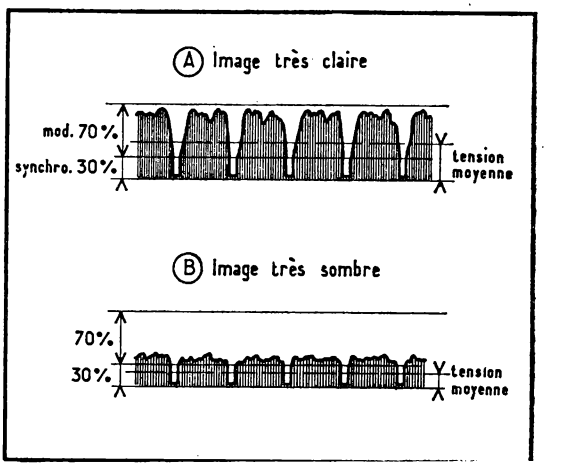


Fig. 5-5. — Variation de la composante continue en fonction de la teinte moyenne de l'image.

Les téléviseurs à tubes possèdent généralement un amplificateur vidéo à gain fixe. Le réglage de contraste s'opère en agissant sur le niveau détecté. En effet, le niveau détecté atteint 5 à 6 V et le réglage de contraste ne réduit pas ce niveau au-dessous de 1 V. Il n'y a pas de perte de qualité de l'image par distorsion, ni de défaut de synchronisation.

Dans un téléviseur à transistors, le niveau détecté ne dépasse pas 2 V. Si on adopte le même schéma cela conduit à un niveau détecté de 0,3 V, ce qui n'est pas admissible. En effet, on se trouve dans le coude de la caractéristique du détecteur et on introduit une distorsion importante aussi bien de l'image que des signaux de synchronisation.

Un système de réglage double semble être préférable :

— un premier réglage du niveau détecté dans le rapport de 2 à 1 permet d'ajuster la tension d'entrée de l'amplificateur vidéo au tube-image utilisé. Ce réglage n'est pas accessible à l'usager ;

— le réglage de contraste proprement dit modifie le gain vidéo dans un rapport de 3 à 1. Cette variation de gain vidéo doit s'opérer sans que la bande passante soit modifiée d'une manière sensible. De plus, il est souhaitable que les réglages de contraste et de luminosité soient indépendants l'un

de l'autre. Pour cela, il faut que le niveau du noir transmis au tube reste constant lors du réglage de contraste. On prévoit généralement une résistance ajustable pour régler le niveau du noir.

4. Polarité des signaux

Il faut choisir, tout d'abord, si on désire moduler le tube par la cathode ou par la grille G1 (fig. 5-6). La cathode doit être polarisée positivement par rapport à G1 de façon que cette dernière électrode ne devienne jamais positive. Par conséquent le signal vidéo doit être négatif, il vient diminuer la polarisation de repos. Cette tension de repos positive maximale correspond au niveau du noir. Le signal vidéo négatif maximal correspond au niveau du blanc (A).

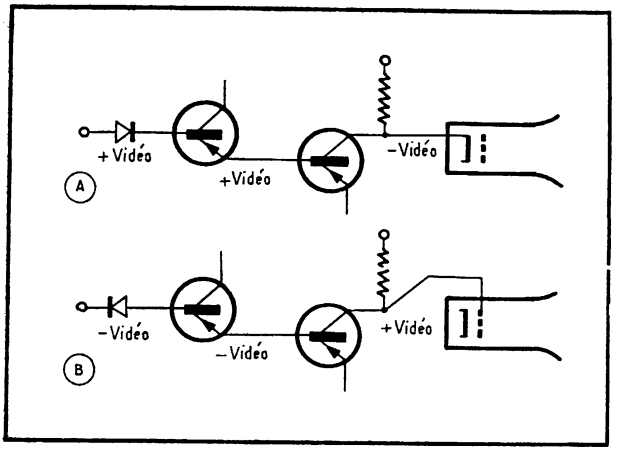


Fig. 5-6. — Polarité des signaux vidéo.

La grille de commande G1, au contraire, doit être polarisée négativement pour l'extinction du spot. La tension de modulation vidéo doit être positive pour diminuer cette polarisation et atteindre le niveau du blanc (B).

Il faut tenir compte également du standard à recevoir, s'il s'agit de modulation positive ou négative de l'image.

Enfin, la polarité du signal dépend du schéma de l'amplificateur et de la nature des transistors (*p-n-p* ou *n-p-n*).

Pour un amplificateur à deux étages à liaison directe émetteur-base et des transistors *p-n-p*, le branchement du détecteur est donné par la figure 5-6.

En général, on cherche à ce que les parasites superposés à la modulation vidéo amènent le transistor de puissance au cut-off. Ainsi les parasites sont atténués.

Pour le standard français à modulation positive, on préfère commander par la cathode. Les récepteurs américains dont le standard est négatif prévoient parfois une attaque du tube par la grille G1. Les téléviseurs modernes, même sur les standards à polarisation négative, commandent le tube par la cathode.

5. Caractéristiques du transistor de sortie

Le schéma théorique de l'amplificateur vidéo est donné par la figure 5-7. La détection est reliée à la base de l'étage adaptateur d'impédance T1. L'émetteur est relié directement à la base de T2 qui est le transistor de puissance. L'étage est monté en émetteur commun et le collecteur est réuni à la cathode du tube.

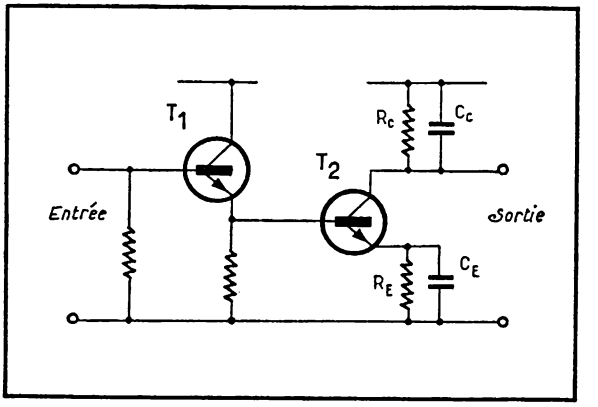


Fig. 5-7. — Schéma théorique de l'amplificateur vidéo.

L'étage de puissance nécessite un transistor à performances élevées. En effet, les conditions de fonctionnement de cet étage sont assez difficiles du fait :

— *de la dissipation*, jusqu'à 1 W pour le standard français et un tube de 61 cm. Certains modèles atteignent 2,5 W. Ce transistor est monté sur un petit radiateur ce qui, hélas, augmente sa capacité parasite ;

— *de la variation des paramètres* avec le point de fonctionnement. Afin d'utiliser le plus complètement possible la dynamique du transistor pour une charge donnée et une dissipation minimale on est conduit à adopter une polarisation en classe B ;

— *de la non linéarité des caractéristiques* d'entrée et de transfert. Les transistors sont naturellement linéaires lorsqu'ils sont commandés par un générateur de courant. Ce montage réduit la bande passante en émetteur commun. On est conduit à utiliser une commande en tension, mais celle-ci nécessite un dispositif de linéarisation sous la forme d'une contre-réaction qui limite le gain maximal de l'étage. Le montage base commune ne peut être retenu à cause de sa faible impédance d'entrée qui ne facilite pas l'adaptation entre la détection et l'étage final ;

— *de la fréquence de coupure* F_1. Celle-ci est déterminée par la capacité base-émetteur et le produit $r_{bb'}$ et $C_{b'c}$ qui interviennent dans le calcul du facteur de mérite du transistor. Pour le standard français il faut au moins que F_1 atteigne 150 MHz. La capacité collecteur-base doit également être réduite, car elle intervient à la fois dans le circuit de sortie et dans le circuit d'entrée par effet Miller. Elle est inférieure à 2 pF. La résistance de base $r_{bb'}$

n'est pas mesurée directement. On mesure le produit $r_{bb'}$-$C_{b'c}$ dont la valeur moyenne ne doit pas être supérieure à 50 ps (pico-secondes) ;

— *de la tension maximale appliquée au collecteur.*

La tension d'alimentation doit être supérieure de 10 à 20 % à la tension de crête demandée à la sortie. La tension de claquage collecteur-émetteur est supérieure à la tension d'alimentation d'environ 10 à 15 %.

On définit également une « tension utilisable » (V_o) qui est donnée par le retournement des caractéristiques $I_c = f(V_{CE})$, c'est-à-dire l'apparition de distorsions importantes. On admet que la tension de crête soit supérieure à la tension utilisable V_o de 10 à 20 % ; la qualité de l'image n'en est pas affectée.

D'autre part, la tension de saturation V_{CES} doit être aussi faible que possible de façon à économiser la puissance appliquée et exploiter presque totalement la droite de charge.

Un transistor de sortie vidéo est du type *n-p-n* silicium de façon à bénéficier de la variation de température importante permise et de sa tension de fonctionnement élevée. Ainsi, malgré les dimensions réduites des jonctions, il est possible de dissiper la puissance nécessaire. La technologie mesa est la plus souvent adoptée.

L'étage d'entrée sert à adapter les impédances entre la détection et l'étage de puissance. Il est monté en collecteur commun. Le transistor utilisé peut être soit un *n-p-n*, soit un *p-n-p*. En pratique, il est préférable d'adopter un *n-p-n*. En effet, l'emploi du *p-n-p* conduit à l'établissement d'un pont de résistances débitant un fort courant pour maintenir fermement le point de polarisation de l'étage de sortie en l'absence de signal.

II. SCHÉMAS POUR LE STANDARD FRANÇAIS 819 LIGNES

1. Etude « Sescosem »

1. 1. *AMPLIFICATEURS VIDÉO POUR TUBES CATHODIQUES DE 21 CM A 36 CM.*

Un premier modèle a été réalisé avec un transistor préamplificateur *p-n-p* 159 T 1. Le transistor de sortie est un *n-p-n* 20 T 2. Le schéma est donné sur la figure 5-8. La tension d'alimentation peut être de 60 ou de 80 V selon le type de tube utilisé.

Les principales caractéristiques de cet amplificateur sont :

— largeur de bande à —3 dB : 12 MHz ;
— gain en tension : 40 ;
— variation du gain maximal avec le point de fonctionnement : ± 3 % (I_c variant de 5 à 25 mA) ;
— tension de sortie maximale (V_{AL} = 60 V) : 55 V ;
— tension de sortie maximale (V_{AL} = 80 V) : 70 V ;
— variation manuelle de gain (contraste) : 3.

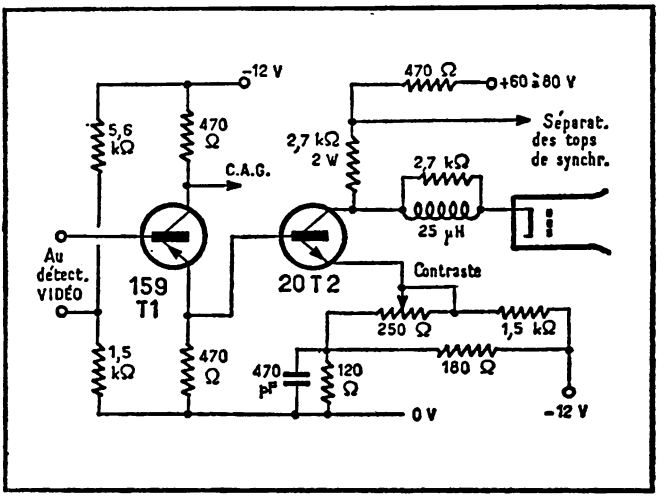


Fig. 5-8. — Premier schéma Sescosem pour tubes de 21 à 36 cm.

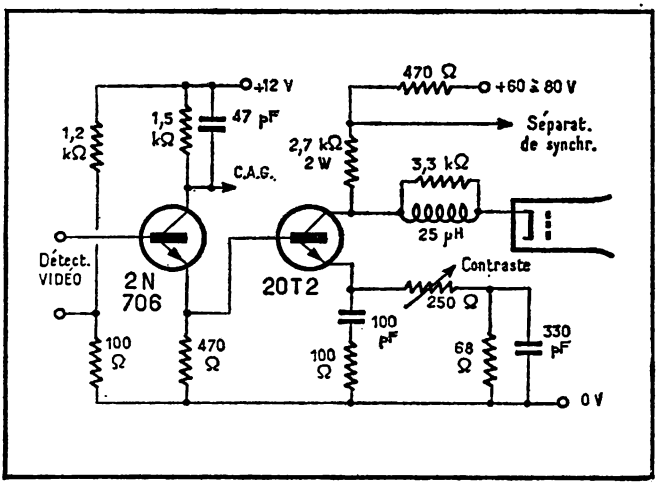


Fig. 5-9. — Second schéma Sescosem pour tubes de 21 à 36 cm.

Un deuxième modèle est décrit sur la figure 5-9. Il utilise un transistor *n-p-n* 2 N 706 comme préamplificateur. Ses caractéristiques générales sont identiques à celles du premier modèle. En revanche, les variations du niveau du noir sont beaucoup plus réduites du fait de l'emploi de deux transistors *n-p-n*, ce qui facilite la liaison entre étages.

1. 2. *AMPLIFICATEUR VIDÉO POUR TUBES CATHODIQUES DE 48 CM A 61 CM.*

Cette version dérive des précédentes. La résistance de charge a été augmentée et la résistance d'émetteur diminuée afin d'accroître le gain en tension de l'étage de sortie. Cela revient à augmenter la constante de temps des circuits d'émetteur.

On remarque que dans tous les schémas indiqués il est possible de réunir à la masse, soit le positif, soit le négatif de l'alimentation basse tension (12 V) du transistor préamplificateur. En conséquence, dans certains cas, le négatif de l'alimentation haute tension (60 à 150 V) ne pourra pas être réuni à la masse si l'alimentation basse tension y a elle-même un point.

Cette version présente les caractéristiques suivantes (fig. 5-10) :

— largeur de bande à —3 dB : 11 MHz ;
— gain en tension : 75
— variation du gain maximal avec le point de fonctionnement : ± 5 % (I_c variant de 5 à 25 mA) ;
— tension de sortie maximale (V_{AL} = 100 V) : 90 V ;
— tension de sortie maximale (V_{AL} = 115 V) : 100 V ;
— variation manuelle du gain : 3.

La haute tension est fournie par une prise sur le transformateur de sortie horizontal, redressée et filtrée.

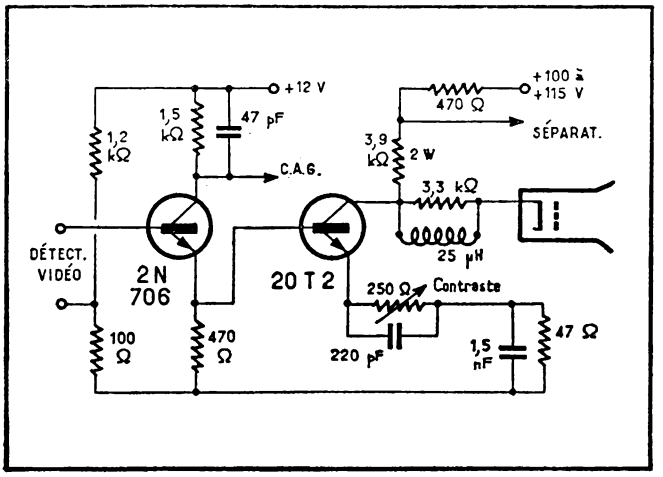


Fig. 5-10. — Schéma Sescosem pour tubes de 48 à 61 cm.

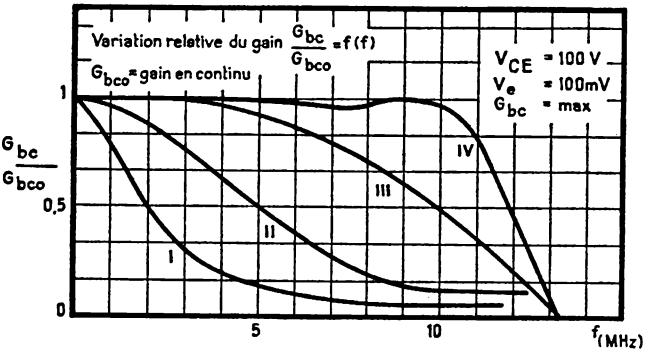


Fig. 5-11. — Variation du gain en fonction de la fréquence :

I — pour un amplificateur non corrigé ;
II — avec contre-réaction d'émetteur (47 Ω) ;
III — résistance d'émetteur découplée par un condensateur (1500 pF) ;
IV — compensation série entre le collecteur et le tube.

Pour faire ressortir l'action des différentes corrections apportées à l'amplificateur de base, on a représenté, sur la figure 5-11, les effets respectifs des circuits de compensation de bande. La courbe I représente le gain relatif sans aucune correction. La courbe II montre le gain avec une contre-réaction d'émetteur (R : 47 Ω). La courbe III montre l'effet du découplage partiel de cette résistance par une capacité de 1500 pF. En IV, on ajoute la correction du collecteur. C'est une bobine de 25 μH montée en série dans la ligne.

La courbe I ne correspond pas à un gain en continu égal aux trois autres courbes. Chaque correction apporte une contribution du même ordre à l'amélioration du produit : gain × bande passante.

Les caractéristiques des transistors utilisés sont :

	2 N 706	159 T 1	20 T 2
— résistance répartie de base $R_{bb'}$	35 Ω	50 Ω	50 Ω
— résistance dynamique base interne-émetteur $R_{b'e}$	200 Ω	600 Ω	50 Ω
— capacité dynamique base interne-émetteur $C_{b'e}$	83 pF	50 pF	600 pF
— capacité de réaction $C_{b'c}$	5 pF	3 pF	5 pF
— pente interne du transistor g_m	150 mA/V	110 mA/V	500 mA/V
— gain en courant en basse fréquence (E_c) β_o	30	30	30
— fréquence pour laquelle $\lvert h_{21e} \rvert = 1$	f_1 300 MHz	400 MHz	170 MHz
— fréquence de coupure de de la pente externe	f_s 50 MHz	65 MHz	6 MHz

Ces caractéristiques ont été relevées pour :

2 N 706 — $V_{CE} = 10$ V ; $I_c = 4$ mA.
159 T 1 — $V_{CE} = 10$ V ; $I_c = 3$ mA.
20 T 2 — $V_{CE} = 50$ V ; $I_c = 15$ mA.

2. Etude « Sescosem »

Le schéma de la figure 5-12 groupe l'amplificateur vidéo, l'amplificateur de C.A.G. et les étages de séparation des signaux de synchronisation. Ces deux derniers schémas sont étudiés par la suite.

L'amplificateur vidéo est classique ; il comprend deux étages.

L'étage préamplificateur est équipé d'un transistor *p-n-p* SFT 163 monté en collecteur commun à charge sur l'émetteur. Il réduit l'impédance de la source qui attaque le transistor de sortie et il augmente l'impédance d'entrée qui charge le circuit de détection.

L'étage de sortie comprend le transistor *n-p-n* BF 108 monté en émetteur

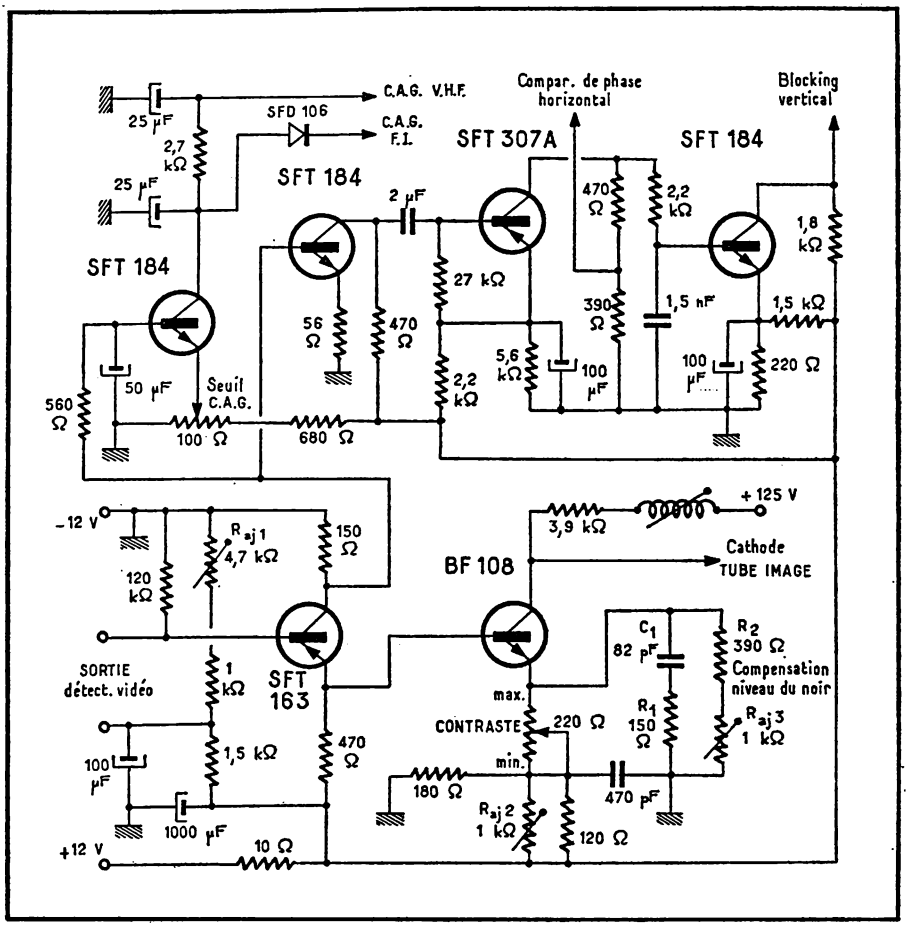


Fig. 5-12. — Schéma Sescosem pour tubes jusqu'à 61 cm. Ce schéma groupe l'amplificateur vidéo, l'amplificateur de C.A.G. et les étages de séparation des signaux de synchronisation.

commun, avec correction capacitive dans le circuit émetteur et une compensation parallèle dans le collecteur.

Les deux étages sont à liaison directe de façon à transmettre la composante continue et à utiliser au mieux l'excursion de tension admissible sur le collecteur de l'étage de sortie.

La stabilité de l'amplificateur en fonction de la température et des variations des sources est excellente.

Le réglage de contraste vidéo a un rapport de 3 à 1. Il s'opère à l'aide d'une résistance de contre-réaction variable dans le circuit émetteur de l'étage de sortie. Le circuit R_1-C_1 maintient constante la largeur de bande. Les résistances R_2 et R_{aj3} assurent le maintien du niveau du noir. On règle R_{aj3} en position de contraste réduit, de manière à avoir le même niveau du noir qu'avec le contraste maximal.

La tension de C.A.G. et les signaux de synchronisation sont prélevés sur le collecteur du préamplificateur. Ce montage permet une meilleure utilisation du deuxième étage et élimine les signaux de synchronisation.

Le transistor SFT 184 monté en émetteur commun amplifie la composante moyenne du signal vidéo après intégration. La résistance variable dans l'émetteur permet de régler le seuil au-dessous duquel la C.A.G. n'agit pas. Dans ce schéma, il s'agit d'une C.A.G. inverse aussi bien en V.H.F. qu'en F.I. La diode SFD 106 permet d'appliquer la tension positive de commande avec un certain retard sur le rotacteur V.H.F. par rapport au circuit F.I. Ce système simple de C.A.G. n'est pas indépendant du contenu de l'image.

Le circuit de séparation des signaux de synchronisation comprend :

— un étage détecteur *n-p-n* SFT 184 polarisé de façon à ne détecter que les signaux de synchronisation et non la vidéo ;

— un séparateur *p-n-p* SFT 307 A (c'est un montage écrêteur autopolarisé) ;

— un trieur de signal vertical *n-p-n* SFT 184 qui reçoit, après intégration, le signal du séparateur. Cet étage élimine les résidus de la synchronisation horizontale et remet en forme l'impulsion verticale.

Ce circuit fournit des impulsions de synchronisation horizontales et verticales correctes jusqu'à un niveau de signal vidéo très faible correspondant à une image à peine observable sur l'écran du tube.

Les transistors SFT 184 et SFT 307 A sont destinés aux applications de la commutation à moyenne vitesse et ils ont des caractéristiques complémentaires. C'est-à-dire qu'ils ont des caractéristiques pratiquement identiques l'un en *n-p-n*, l'autre en *p-n-p*.

Les schémas qui viennent d'être décrits sont étudiés pour le standard français 819 lignes. Ils fonctionnent a fortiori et sans commutation pour la réception du deuxième programme français en 625 lignes.

III. SCHÉMA POUR STANDARD EUROPÉEN GERBER 625 LIGNES

Les conditions de fonctionnement d'un étage vidéo pour le standard européen 625 lignes sont moins poussées que celles exigées pour le standard français 819 lignes.

Ainsi, la bande passante globale n'est plus que de 5 MHz au lieu de 10 MHz et la compensation est moins difficile à établir. D'autre part, la tension de sortie peut être légèrement plus faible pour la modulation du même tube.

Par contre, la modulation vidéo de l'émetteur est négative et le son est transmis en modulation de fréquence.

Le schéma de la figure 5-13 a été étudié par la *Radiotechnique*.

La détection est assurée par la diode OA 90. Aux bornes de sa résistance

de charge (2,7 kΩ), on obtient une tension vidéo maximale de 3 V. La capacité totale de l'étage (réelle et parasite) ne doit pas dépasser 10 pF.

Le transistor pré-amplificateur *p-n-p* AF 117 ou AF 127 doit avoir un gain $|h_{21e}|$ supérieur à 100 et une fréquence de coupure F_1 élevée. Dans le collecteur on trouve le filtre interporteuse accordé sur 5,5 MHz pour le prélèvement du son F.M.

L'émetteur du préamplificateur est relié à la base de l'étage de puissance au travers d'une bobine de correction série ($L_2 = 10\ \mu H$). Entre l'émetteur et l'alimentation on intercale un filtre série accordé sur 5,5 MHz de façon à éliminer le son et éviter ainsi un moirage sur l'image ($C = 56\ pF$; $L_1 = 15\ \mu H$).

L'étage de puissance est équipé d'un transistor *n-p-n* BF 109 qui admet une tension maximale collecteur-émetteur de 135 V et une puissance maximale au collecteur de 2,5 W (à 25°C). Le courant collecteur maximal est de 50 mA. La fréquence de coupure est supérieure à 80 MHz ($I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 10$ V). Ce transistor doit être monté sur un petit radiateur.

Avec 120 V de tension d'alimentation, on peut obtenir 100 $V_{crête}$, ce qui est surabondant même pour un tube de 60 cm.

Le schéma étudié est prévu pour limiter la puissance dissipée à 1,25 W, laissant une marge de sécurité confortable.

Le gain de l'étage final est de 33. Sa compensation est obtenue par une contre-réaction d'émetteur ($R = 180\ \Omega$ non découplée).

Le collecteur de l'étage de puissance est relié directement à la cathode du tube. L'impédance de charge est de 3,9 kΩ.

Un tel schéma donne une très bonne linéarité de réponse, tant en amplitude qu'en fréquence.

IV. TUBES CATHODIQUES POUR TÉLÉVISEURS TRANSISTORISÉS

1. Téléviseurs portables

Le téléviseur portable est alimenté par un accumulateur lors des déplacements et son autonomie doit être la plus longue possible. D'autre part, son poids ne peut être excessif. Il faut donc rechercher la consommation la plus faible, pour les meilleures performances. C'est une question de rendement.

Or le tube cathodique nécessite des tensions élevées ou de la puissance pour la déviation magnétique du spot, pour la tension vidéo et pour l'alimentation des électrodes.

L'étude d'un tube spécialement prévu pour les téléviseurs portables permet d'économiser une énergie appréciable.

Il faut étudier les différents paramètres du tube et apprécier le compromis qui soit économique tout en donnant satisfaction à l'acheteur.

Les Japonais ont sorti des téléviseurs équipés de tubes très petits 5" (12,7 cm) rectangulaires à angle de déviation de 90°. Ils s'orientent, ainsi

que les Américains, vers des appareils équipés de tubes plus grands : 9" (22,86 cm) et 11" (28 cm) à angle de déviation de 90° ou de 110°.

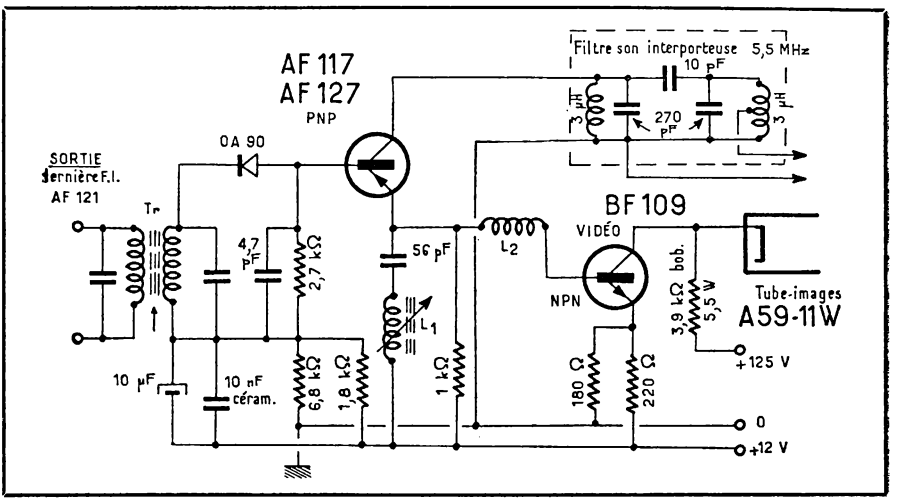


Fig. 5-13. — Schéma Radiotechnique pour tubes jusqu'à 61 cm, établi pour le standard européen Gerber en 625 lignes.

En Europe, les études ont abouti à la mise sur le marché d'appareils équipés de tubes rectangulaires à déviation de 90° de 25 cm (10"), de 28 cm (11") et de 31 cm (11") particulièrement économiques.

Leurs caractéristiques sont :

A 25-10 W Lorenz (25 cm, 10").

Tube tétrode, support miniature 7 broches, verrerie rectangulaire, écran aluminisé, angle de déviation 90°, diamètre du col 18 mm,

chauffage : 12 V - 65 mA = 0,78 W,

tensions : anode : 10 kV,
grille écran G_2 : 90 V,
grille de concentration G_3 : entre 0 et 400 V,
grille de commande (wehnelt) G_1 : —30 V pour extinction du spot.

A 28-14 W - A 31-20 W - R.T.C. (11" - 28 cm et 12" - 31 cm).

Tube tétrode, support miniature 7 broches, verrerie rectangulaire, écran aluminisé, angle de déviation 90°, diamètre du col 20 mm,

chauffage : 11 V - 65 mA = 0,7 W,

tensions : anode : 11 kV,
grille écran G_2 : entre 50 et 100 V ou 200/350 V,
grille de concentration G_3 : entre 0 et 400 V,
grille de commande (wehnelt) G_1 : —30 V à —45 V pour extinction du spot.

La *General Electric* aux U.S.A. a mis sur le marché un tube équivalent : le 11 AP 4 (28 cm, 11"), mais à angle de déviation 110°, diamètre du col 28 mm et à tension filament de 16,8 V. La tension vidéo pour l'extinction du spot est de 65 V. Les autres caractéristiques sont équivalentes.

Les économies de consommation portent sur :

— *le filament*, qui ne nécessite que 0,7 W au lieu de 1 à 2 W pour les tubes normaux ;

— *la tension vidéo*. La tension d'extinction du spot est de 30 V, en tenant compte des signaux de synchronisation et du goût de la clientèle, une tension vidéo de 60 V est très suffisante ;

— *la puissance de balayage*. Elle est fonction de l'angle de déviation, du diamètre du col du tube et du standard. C'est pourquoi les tubes européens ont un angle de déviation de 90° particulièrement économique. Le col du tube a un diamètre compris entre 18 et 20 mm, alors que les tubes normaux ont un col de 28,6 mm. Les bobines de déviation sont plus près du faisceau électronique et elles ont besoin de moins de puissance pour le dévier.

Dans ces conditions, les circuits de balayage, de vidéo, de T.H.T. et d'alimentation des autres électrodes du tube en standard 819 lignes consomment un peu moins de 10 W. En standard 625 lignes l'énergie consommée est de l'ordre de 9 W.

2. Téléviseurs d'appartement

Ce sont des téléviseurs alimentés par le secteur et équipés de tubes à grand écran. L'économie de quelques watts n'a plus autant d'importance. C'est pourquoi ce sont les tubes normaux de 44 cm à 65 cm qui sont employés.

Ce sont des verreries rectangulaires différentes qui sont équipées du même canon électronique. Par conséquent leurs caractéristiques électriques sont les mêmes :

Tube tétrode, embase JETEC 8 broches, angle de déviation 110°, diamètre du col 28,6 mm,

chauffage : 6,3 V - 0,3 A = 1,89 W,

tensions : anode : 18 à 20 kV,

grille écran G_2 : 300 à 500 V,

grille de concentration G_3 : entre 0 et 400 V,

grille de commande (wehnelt) G_1 : 30/72 V à 38/94 V, selon la tension de G_2 en cas de modulation par G_1,

tension de cathode : 28/60 V à 36/78 V, selon la tension de G_2 en cas de modulation par la cathode.

On voit que les tolérances extrêmes sur les tensions d'extinction du spot, en commande par la grille ou par la cathode sont assez larges.

V. CIRCUITS D'ÉTABLISSEMENT DE LA TENSION DE C.A.G.

On a vu que les circuits V.H.F. et F.I. étudiés au cours des chapitres précédents nécessitent des commandes automatiques de gain (C.A.G.) différentes. Certains demandent une commande directe du courant collecteur, d'autres sont prévus pour être contrôlés par une commande inverse de ce même courant.

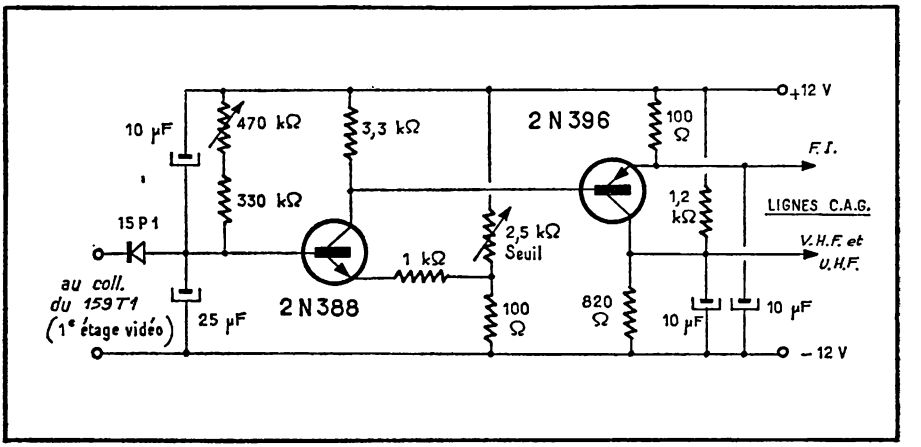


Fig. 5-14. — Schéma Sescosem de C.A.G. à intégration.

Généralement, le rotacteur V.H.F. possède une C.A.G. à commande directe, et les étages F.I. une C.A.G. inverse.

La variation du gain est plus rapide en C.A.G. inverse qu'en C.A.G. directe. Le gain des deux boucles, entre détection et bases des étages commandés, doit être différent. Deux catégories de schémas existent :

— *la C.A.G. à intégration* de la totalité du signal vidéo ; ce schéma est sensible aux variations du contenu de l'image ;

— *la C.A.G. à sélection du niveau du noir*, qui ne tient compte que du niveau des signaux de synchronisation et qui est par conséquent insensible aux variations du contenu de l'image.

1. C.A.G. à intégration

Un premier schéma a été donné sur la figure 5-12 *(Sescosem)*. Il est étudié pour l'application d'une C.A.G. inverse aussi bien sur le rotacteur V.H.F. que sur la platine F.I. Le seuil des deux boucles est différent.

La figure 5-14 donne le schéma *Sescosem* à intégration. Le signal vidéo est prélevé sur le collecteur du transistor adaptateur (159 T 1) (fig. 5-8). Une diode 15 P 1 réalise l'intégration de la totalité du signal (vidéo et synchronisation). Il est couplé à un transistor *n-p-n* 2 N 388 réalisant l'adaptation et la liaison continue entre l'intégrateur et le transistor de commande de gain *p-n-p* 2 N 396. Le transistor 2 N 388 évite de charger trop fortement le condensateur d'intégration de 25 µF situé dans sa base. Il amplifie également le signal de commande pour permettre l'attaque correcte du transistor 2 N 396.

Les transistors de la platine F.I. sont commandés en diminution de courant. Une variation de 0,7 V de leur tension de polarisation de base est suffisante pour obtenir une variation de courant collecteur de 2 mA.

Les transistors du rotacteur V.H.F. et de l'étage F.I. supplémentaire en U.H.F. sont commandés en augmentation de courant. La variation de la tension de commande des bases doit être beaucoup plus importante. Il faut environ 3 V pour une variation de courant collecteur de 6 mA.

De plus, les signaux des deux C.A.G. doivent être en opposition de phase.

Initialement, pour un gain maximal du téléviseur, les courants collecteurs des transistors amplificateurs sont sensiblement identiques : 2 mA en F.I. et 2,5 mA en V.H.F. L'étage de commande de gain est monté en déphaseur avec une résistance de charge dans le collecteur et une dans l'émetteur.

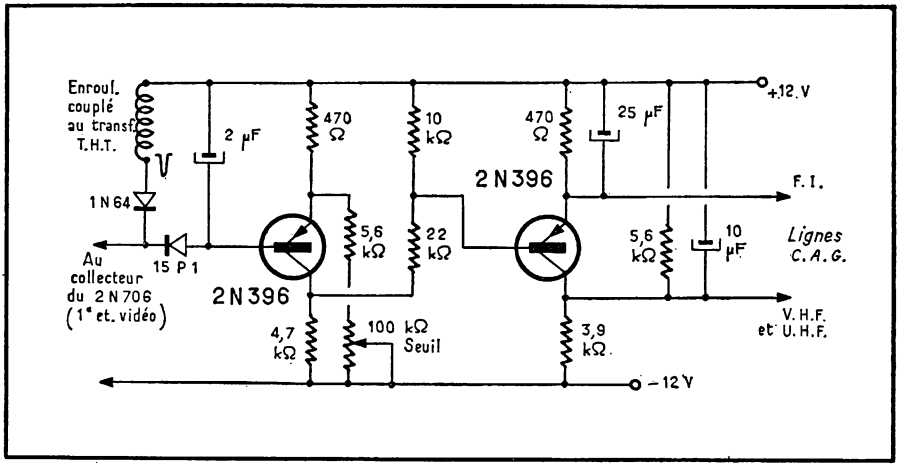


Fig. 5-15. — Schéma Sescosem de C.A.G. à sélection du niveau du noir.

Ainsi, la C.A.G. de la voie F.I. prise sur l'émetteur n'est pas amplifiée, tandis que celle de la voie V.H.F. prise sur le collecteur bénéficie d'un gain voisin de 3.

Pour une variation des signaux d'antenne de 20 µV à 100 mV, le signal détecté vidéo varie de 1,2 à 1,6 V, soit 3 dB. Ce résultat montre l'efficacité des deux boucles de C.A.G.

2. C.A.G. à sélection du niveau du noir

Le schéma de l'étude *Sescosem* est donné par la figure 5-15.

Dans cette réalisation, on prélève uniquement le niveau du noir sur le collecteur du transistor adaptateur vidéo 2 N 706 (*n-p-n*) (fig. 5-9 ou 5-10). A cet effet une résistance de charge de 1500 Ω est insérée dans son collecteur. Une diode 1 N 64 court-circuite cette résistance de charge pendant la durée du signal vidéo.

Cette diode est bloquée par une impulsion négative prélevée sur un enroulement du transformateur T.H.T. pendant la durée du retour de la déviation horizontale. A ce moment, un signal peut donc apparaître aux bornes de la résistance de charge. Son amplitude est fonction du niveau du signal pendant la suppression de la modulation vidéo. On mesure alors la synchronisation. C'est ce qu'on appelle couramment le niveau du noir. Ce signal est transmis avec une amplitude constante par l'émetteur de télévision ; la commande automatique de gain peut donc être basée sur ce niveau de référence.

La diode 15 P 1 est un détecteur de crête qui transforme les impulsions de synchronisation en un signal continu. Le premier transistor 2 N 396 évite la surcharge du condensateur du détecteur de crête (2 μF). Il permet également le couplage entre ce dernier et l'étage de commande de gain.

Le deuxième transistor 2 N 396 fonctionne de la même façon que dans le schéma précédent à intégration.

Les résultats sont excellents. Le gain est absolument constant, malgré les variations du contenu de l'image, et particulièrement dans le cas extrême où le signal passe du noir complet au blanc et inversement.

3. C.A.V. de l'amplificateur F.I. son

Les étages de l'amplificateur F.I. son sont commandés par une boucle de C.A.V. indépendante. Ce schéma est le même que celui utilisé en radio. Il n'appelle aucun commentaire particulier.

CHAPITRE 6

L'amplification basse fréquence

1. Généralités

Il s'agit maintenant d'amplifier la tension B.F. détectée pour obtenir la puissance nécessaire pour une écoute confortable.

Deux cas sont à considérer : le récepteur portable et l'appareil d'appartement.

Dans le récepteur portable on doit économiser de la puissance d'alimentation ; c'est donc l'amplificateur classe B, à cause de son meilleur rendement, qui doit être adopté. La puissance modulée fournie à la bobine mobile du haut-parleur doit être de l'ordre de 1 W. Cette puissance constitue un bon compromis entre la satisfaction de l'usager et la consommation d'énergie.

Il n'en est pas de même pour le téléviseur d'appartement alimenté sur le secteur. Il faut fournir la même puissance B.F. que celle donnée par les téléviseurs à lampes, c'est-à-dire environ 2 à 3 W. L'amplificateur classe A convient fort bien, d'autant plus que sa consommation étant constante, on simplifie la régulation de la tension d'alimentation.

Le niveau détecté fourni par la platine F.I. aussi bien en M.A. qu'en M.F. est de l'ordre de 1 V. Il s'adapte bien à tous les amplificateurs B.F. classiques.

Il n'entre pas dans notre propos d'étudier complètement le calcul d'un amplificateur B.F., cette question est bien connue de nos lecteurs.

Pour plus de détails nous les renvoyons aux ouvrages spécialisés et en particulier sur :

— *Schémas d'amplificateurs B.F. à transistors*, et

— *Récepteurs à transistors*, du même auteur et chez le même éditeur.

On trouvera dans ces ouvrages la description complète d'amplificateurs de toutes les puissances, en classe A ou en classe B, alimentés sur piles et sur secteur.

L'ouvrage sur les récepteurs comporte également une étude sur les circuits de détection M.A. et M.F. que nous rappelons seulement ici.

2. Amplificateur B.F. symétrique classe B « Sescosem »

A titre d'exemple, nous allons décrire un amplificateur symétrique classe B de 1 W destiné aux téléviseurs portables alimentés sur secteur et sur accumulateurs.

Son schéma est donné par la figure 6-1. Il comprend deux étages préamplificateurs et un étage symétrique à transformateurs.

L'alimentation est prévue pour une tension de 12 V, mais, étant donné la chute de tension dans la cellule de découplage B.F., les calculs ont été

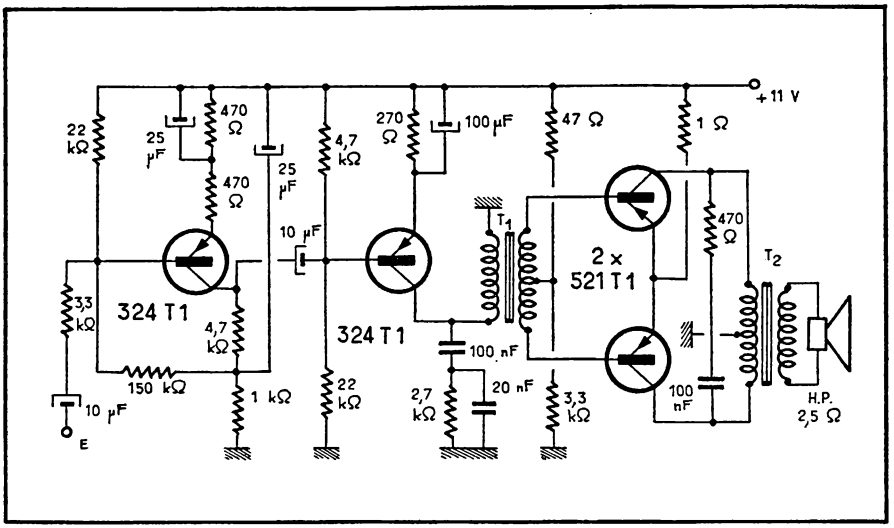


Fig. 6-1. — Schéma de l'amplificateur B.F. symétrique classe B de 1 W (Sescosem).

faits pour une tension effective de 11 V. Le pôle négatif de l'alimentation est relié à la masse, comme c'est l'habitude en télévision.

La puissance délivrée aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur de 2,5 Ω d'impédance est de 1 W pour 5 % de distorsion. Le transformateur de sortie a un rendement de 80 %. L'étage de puissance fournit donc 1,25 W. Son courant de repos est réglé à 8 mA. Son courant collecteur maximal est de 228 mA. On voit que l'alimentation doit être bien régulée pour maintenir constante la tension malgré une variation maximale d'intensité de 220 mA. Le courant moyen de l'étage est de 146 mA, soit 1,6 W. Son rendement est de 78 %, ce qui est excellent. En classe A, le rendement maximal théorique est de 50 %.

Les transistors 521 T 1 de puissance doivent être montés sur des clips de refroidissement permettant de dissiper chacun 175 mW.

Le déphasage est obtenu par un transformateur intermédiaire T1.

Les deux premiers étages assurent la préamplification. Ils sont équipés de transistors 324 T 1 dont le courant collecteur est réglé à 1 mA. Ces étages sont classiques.

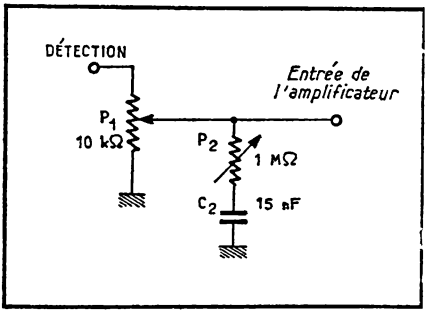


Fig. 6-2. (ci-contre). — Commande de volume et commande de tonalité à brancher en entrée du schéma de la figure 6-1.

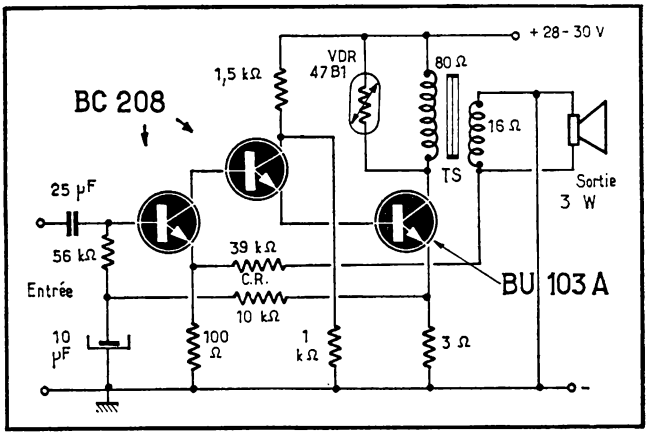


Fig. 6-3 (ci-contre). — Schéma de l'amplificateur B.F. classe A de 3 W (Sescosem).

Pour une puissance de sortie de 1 W, la tension d'entrée nécessaire est de 20 mV_{eff}. La bande passante globale s'étend de 100 Hz à 12 kHz à —6 dB.

Le circuit d'entrée doit être adapté au circuit de détection. Il faut lui adjoindre un contrôle de volume et éventuellement un contrôle de tonalité. Un exemple est donné sur la figure 6-2. La valeur du potentiomètre de volume dépend de l'impédance de la détection ; 10 kΩ constitue une bonne moyenne. Le circuit de tonalité P_2-C_2 doit être déterminé selon la courbe désirée.

Un schéma d'amplificateur B.F. fonctionnant sous 11 V, sans transformateurs et à symétrie complémentaire est donné au chapitre XI lors de l'étude du téléviseur portable.

3. Amplificateur B.F. classe A « Sescosem »

Cet amplificateur, à trois étages en classe A, délivre une puissance modulée de 3 W à 5 % de distorsion. Il est destiné aux téléviseurs d'appartement fonctionnant sur le secteur et dont l'alimentation des étages de puissance est effectuée sous 30 V. Cette tension tend à se généraliser, surtout si l'alimentation secteur est celle décrite au chapitre XI.

La commande de volume et de tonalité de la figure 6-2 peut également être montée en entrée de cet amplificateur.

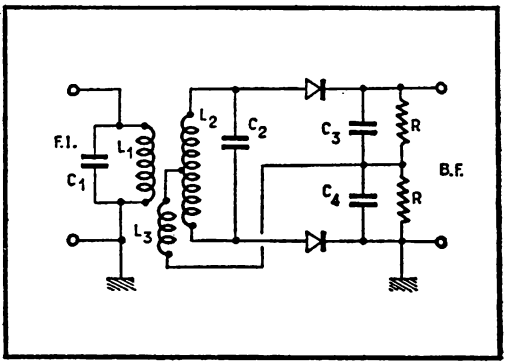


Fig. 6-4. — Schéma théorique du discriminateur Foster-Seeley.

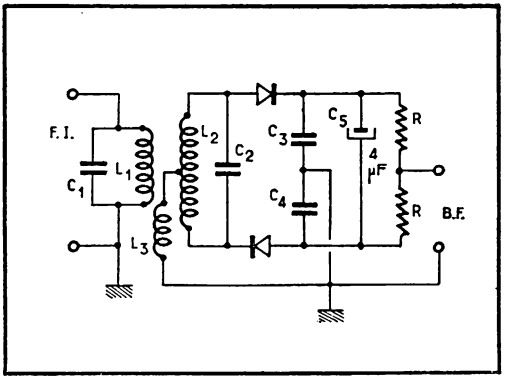


Fig. 6-5. — Schéma théorique du détecteur de rapport.

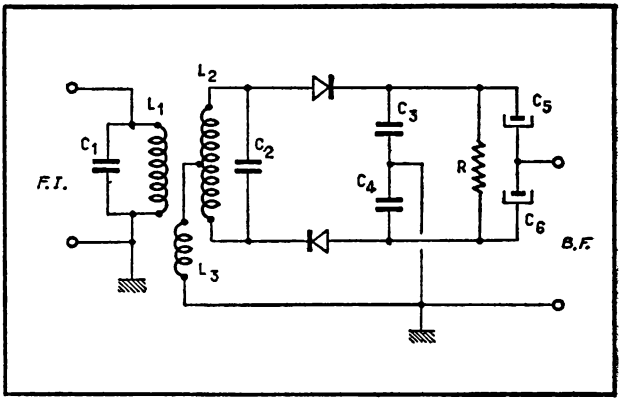


Fig. 6-6. — Schéma du détecteur de rapport modifié.

Les trois étages sont à liaison directe, ce qui garantit une large bande de fréquence et un gain de puissance de 85 dB. Ainsi la sensibilité d'entrée est de 20 mV pour une puissance de sortie de 3 W ; on a une marge de sécurité importante permettant éventuellement l'emploi d'un contrôle de tonalité plus élaboré.

L'étage d'entrée, de par son montage, fonctionne à faible courant et procure une forte impédance d'entrée.

Le transistor de puissance BU 103 A en Boîtier TO 66 monté sur un refroidisseur, dissipe 8 W avec un courant moyen de 280 mA.

Le haut-parleur utilisé a une impédance de 16 Ω. C'est évidemment l'impédance du secondaire du transformateur de sortie ; l'impédance primaire qui charge le transistor BU 103 A est de 80 Ω. La résistance de contre-réaction de 39 kΩ (C.R.) est calculée pour une impédance de sortie de 16 Ω. Si on utilise une autre valeur, il y a lieu de modifier également cette résistance.

La tension collecteur de pointe du transistor BU 103 A en régime normal ne dépasse pas 60 V. En cas de surcharge à l'entrée elle pourrait atteindre des valeurs bien plus élevées ; c'est pourquoi il est nécessaire de prévoir une limitation de tension par VDR 47 B1 de LCC-CICE ou équivalent.

Une limitation de courant est également prévue par la résistance collecteur du BC 208 monté en collecteur commun et utilisé en driver.

L'ensemble de l'amplificateur est stabilisé par une forte contre-réaction continue et peut fonctionner pour des températures ambiantes allant jusqu'à 75°C.

La bande passante à 6 dB s'étend de 100 Hz à 13 kHz.

NOTA. — *Caractéristiques du BU 103 A :*

P totale = 30 W. - V_{CEO} = 80 V. - h_{21E} = 50 à 200 à 0,1 A Ic. - f_T = 6,5 MHz. - Rth (j-case) = 6 °C/W. - Radiateur Rth (case-ambiant) = 0,6 °C/W.

4. Détecteurs M.F. pour la réception des standards européens

Entre le filtre interporteuse et l'amplificateur B.F., on a vu qu'il fallait prévoir un limiteur efficace aboutissant à une détection M.F. dont les schémas n'ont pas encore été donnés.

Les deux principaux schémas employés en modulation de fréquence pour la détection sont le discriminateur Foster-Seeley (fig. 6-4) et le détecteur de rapport (fig. 6-5).

Les deux diodes à pointe doivent avoir des caractéristiques identiques. La sensibilité des deux schémas aux faibles tensions de détection est comparable. En revanche, la sensibilité du discriminateur Foster-Seeley est meilleure aux niveaux élevés ; mais il n'a pas d'action de limitation et il risque d'être saturé pour la réception des stations très puissantes. Il est vrai qu'en télévision, il est toujours précédé d'un limiteur efficace.

On lui préfère souvent le détecteur de rapport qui est limité aux niveaux élevés. Pour améliorer sa sensibilité on peut modifier le schéma selon la figure 6-6. Deux condensateurs électrolytiques de forte valeur sont placés en parallèle sur la résistance de charge (R). La sortie B.F. est prise entre les deux condensateurs C_5 et C_6. L'impédance de sortie est ainsi réduite et la sensibilité aux niveaux élevés est augmentée. La résistance de charge R est comprise entre 40 kΩ et 50 kΩ.

CHAPITRE 7

Circuits de synchronisation

I. SCHÉMA SYNOPTIQUE D'ENSEMBLE

La figure 7-1 donne le schéma synoptique de l'ensemble des circuits de synchronisation et de balayage.

La tension de vidéo prélevée sur le préamplificateur de ce circuit est appliquée aux circuits de synchronisation.

Cette tension est d'abord détectée afin d'éliminer la modulation vidéo et de conserver les signaux de synchronisation horizontale et verticale. Le

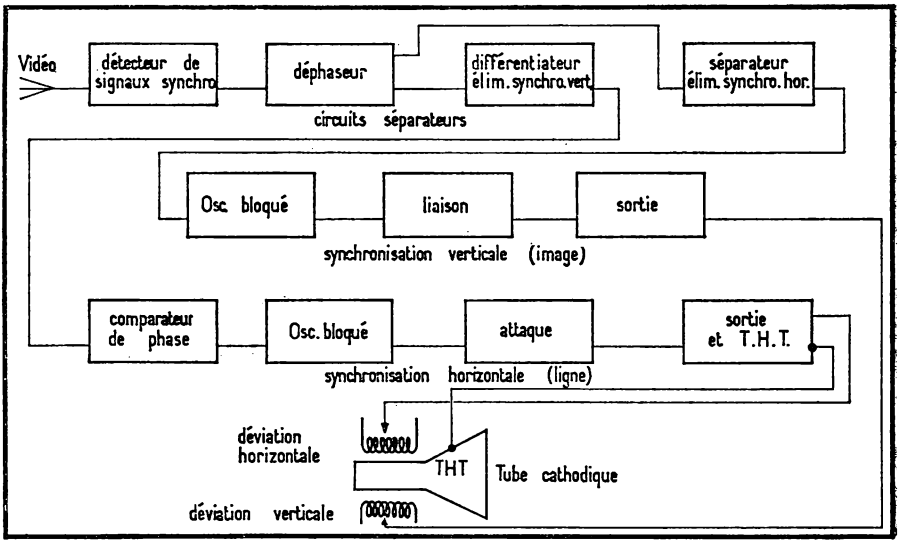


Fig. 7-1. — Schéma synoptique de l'ensemble des circuits de synchronisation.

déphaseur permet de leur donner la polarité convenable. Il faut maintenant les séparer, afin de les diriger sur les bases de temps respectives. C'est le rôle de l'étage différentiateur qui élimine les signaux de synchronisation verticale, ne conservant que les signaux de synchronisation horizontale. Le rôle de l'étage séparateur ou intégrateur est inverse ; il conserve les signaux de synchronisation verticale.

Le circuit de balayage vertical comprend : un oscillateur bloqué, un étage de liaison et l'étage de puissance. Ce circuit est étudié au chapitre VIII.

Le circuit de balayage horizontal est formé de quatre étages : comparateur de phase, oscillateur bloqué, circuit d'attaque, étage de puissance. Ce dernier étage fournit également la très haute tension pour l'anode du tube et les tensions nécessaires au téléviseur autres que la tension générale d'alimentation. Ce circuit est étudié au chapitre IX.

Au cours du présent chapitre il va être exposé le fonctionnement des circuits séparateurs.

II. CIRCUITS SÉPARATEURS THÉORIQUES

1. Généralités

La forme des signaux de synchronisation pour les différents standards a été donnée au cours du chapitre I.

On se souvient que pour le standard français la polarisation est positive et que les signaux de synchronisation sont au-dessous du niveau du noir entre 30 % et 0 de la modulation de l'émetteur : figures 1-4 et 1-5 pour le 819 lignes et figures 1-7 et 1-8 pour le 625 lignes français.

Au contraire, les standards d'autres pays mondiaux ont une modulation négative. Les signaux de synchronisation sont au-dessus du niveau du noir, entre 75 % et 100 % de la modulation de l'émetteur. Ils sont donc de polarité inverse de ceux du standard français.

D'autre part, selon le nombre de lignes, la durée des signaux de synchronisation est différente. Dans le standard 819 lignes, l'impulsion horizontale dure 2,5 µs, contre 4,5 µs pour le standard 625 lignes. La durée d'une ligne est de 48,8 µs en 819 lignes et 64 µs en 625 lignes. La durée de suppression du signal vidéo en ligne est respectivement de 9,5 µs et de 12,1 µs.

Comme dans les deux standards le nombre de trames par seconde est identique et égal à 50, la durée d'une trame est de 20 ms. La durée de suppression du signal vidéo en image est de 2 ms. La forme des impulsions de synchronisation est cependant différente selon les standards. En 819 lignes, il s'agit d'une impulsion unique de 20 µs, tandis qu'en 625 lignes le signal complet comprend cinq impulsions normales de 27 µs précédées de cinq impulsions de préégalisation et suivies de cinq impulsions de postégalisation, toutes de 2,2 µs.

Le circuit de balayage vertical n'a pas à être modifié pour passer d'un standard à l'autre, puisque dans les deux cas il est réglé sur 50 trames par seconde.

Le circuit de balayage horizontal doit obligatoirement comporter des commutations, car il doit fonctionner sur 20 475 Hz (819 lignes) et sur 15 625 Hz (625 lignes). La durée des signaux est fonction du nombre de lignes.

On voit qu'entre les signaux verticaux et horizontaux il y a une nette différence de durée et que leur séparation est relativement aisée. Cette séparation repose sur la propriété des circuits R-C appelés différentiateurs et intégrateurs. Ce sont des étages dans lesquels le transistor élimine par écrêtage le signal qui a été différentié ou intégré.

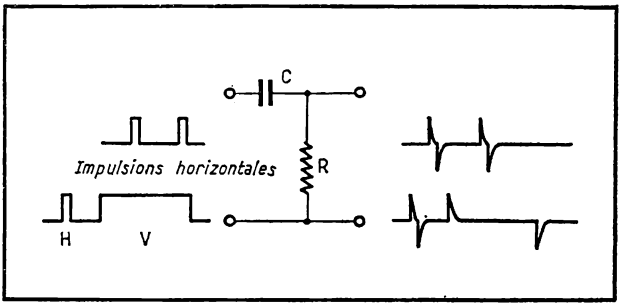


Fig. 7-2. — Circuit différentiateur.

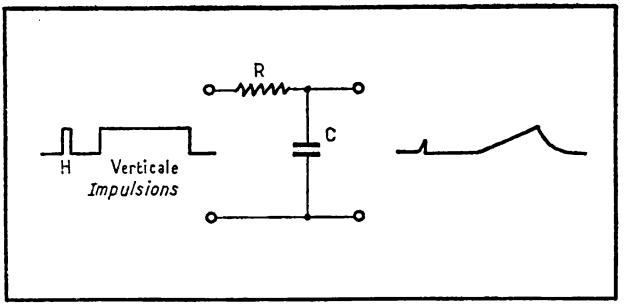


Fig. 7-3. — Circuit intégrateur.

Le schéma théorique d'un circuit *différentiateur* est donné par la figure 7-2. La constante de temps R-C est petite devant la durée de l'impulsion de synchronisation horizontale (2,5 µs à 4,5 µs). Une impulsion à l'entrée, positive ou négative, donne en sortie une impulsion symétrique très pointue. Une impulsion verticale beaucoup plus longue donne en sortie une impulsion semblable à celle produite précédemment dans le sens positif correspondant au début de l'impulsion. Une impulsion négative est produite à la fin du signal. En ne conservant que les tensions positives on peut synchroniser la base de temps horizontale.

Le schéma du circuit *intégrateur* est représenté sur la figure 7-3. Ici, la constante de temps R-C est grande devant la durée des impulsions horizontales. Un tel signal n'a pas le temps de charger le condensateur et l'impulsion en sortie est pratiquement inexistante.

Par contre, les impulsions verticales permettent la charge complète du condensateur. On sait qu'au bout d'un temps égal à R-C, la tension aux bornes de C est égale à 63 % de la tension aux bornes du circuit. Au bout de quatre fois la constante de temps, la tension aux bornes de C est égale

à 98 % de celle de la source. Une constante de temps de 5 µs permet la charge totale du condensateur pour une impulsion verticale de 20 µs.

2. Détecteurs de signaux de synchronisation

Le premier étage des circuits séparateurs reçoit le signal vidéo complet. Il doit éliminer la modulation correspondant à l'image et extraire les signaux de synchronisation.

L'étude *Radiotechnique* utilise un transistor monté en émetteur commun. Le signal est appliqué sur la base à travers un circuit de liaison à résistance-capacité.

Le signal est aligné au sommet des tops de synchronisation par l'effet de la diode base-émetteur. La partie modulation du signal (positive) bloque le courant de base et par conséquent le courant collecteur. Seules les impulsions de synchronisation provoquent l'apparition du courant collecteur.

La figure 7-4 est tracée à partir du réseau de caractéristiques d'un OC 130/ AC 125. On a dessiné le signal d'attaque minimal assurant une séparation suffisante pour une charge de 3,3 kΩ. L'amplitude des impulsions est d'environ 0,18 V, ce qui donne une amplitude de 0,7 $V_{crête}$ pour la signal complet modulé à 100 %.

Les impulsions de synchronisation doivent être dirigées dans le sens

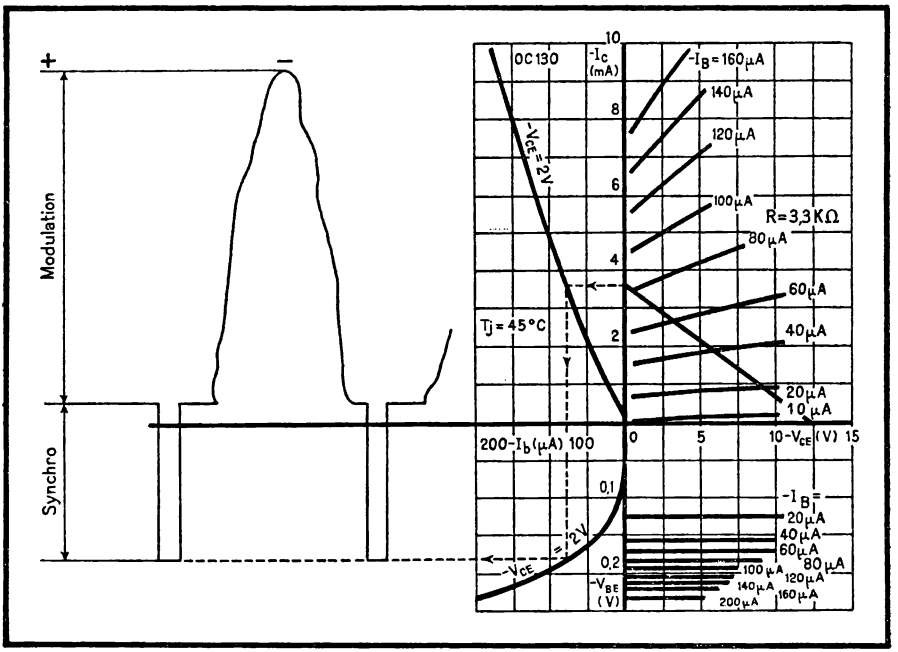


Fig. 7-4. — Séparation de la modulation et des signaux de synchronisation par un transistor OC130 AC125 dont on voit les caractéristiques pour une charge de 3,3 kΩ (Radiotechnique)

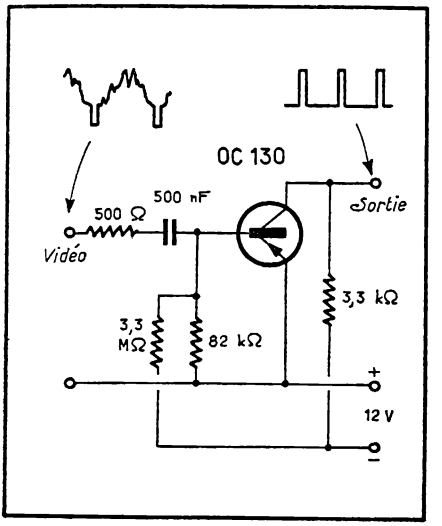


Fig. 7-5. — Schéma du détecteur équipé d'un transistor p-n-p pour signaux de synchronisation négatifs (Radiotechnique).

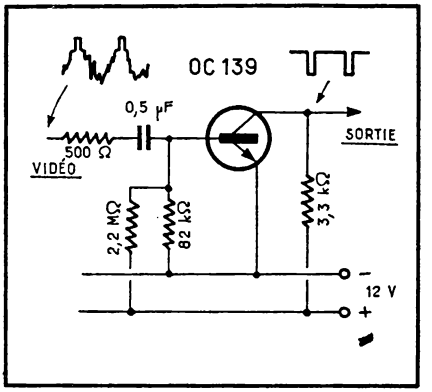


Fig. 7-6. — Schéma d'un détecteur équipé d'un transistor n-p-n **pour signaux de synchronisation positifs** (Radiotechnique).

négatif, car on utilise un transistor *p-n-p*. C'est le cas lorsque le tube est modulé par la grille (wehnelt), ou lorsque le signal est pris sur le transistor préamplificateur vidéo et que le tube est modulé par la cathode. Le schéma du détecteur est donné par la figure 7-5. Une résistance élevée (3,3 MΩ) donne un léger courant de polarisation à la base et facilite l'alignement des impulsions, pour une faible tension d'entrée. On obtient sur le collecteur des impulsions dont l'amplitude est très voisine de la valeur de la tension d'alimentation.

L'écrêtage est assuré pour une amplitude du signal d'entrée supérieure à 0,5 V sur la base du transistor. Cette valeur correspond à un signal de 0,8 à 0,9 V avant la résistance de 500 Ω placée en série afin de réduire la charge sur l'amplificateur vidéo. En effet, l'impédance d'entrée du montage est de 500 à 600 Ω. Si on doit augmenter la résistance série d'entrée pour éviter d'amortir l'étage vidéo, il faut calculer la nouvelle tension à prélever en vidéo pour avoir toujours 0,5 V sur la base du transistor détecteur.

Si les impulsions sont positives, on choisit un transistor *n-p-n* qui fonctionne avec des polarités inverses (fig. 7-6) ; les résultats obtenus sont identiques.

Le transistor utilisé dans les deux cas (*p-n-p* ou *n-p-n*) doit avoir les caractéristiques générales ci-après :

La tension de modulation appliquée sur la base peut atteindre plusieurs volts crête. La jonction émetteur-base doit donc pouvoir supporter une dizaine de volts crête.

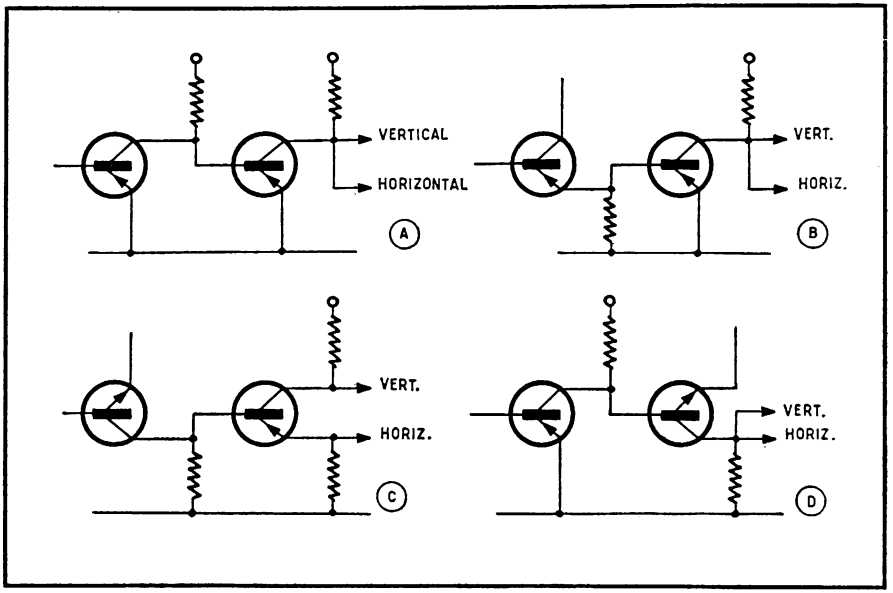


Fig. 7-7. — Différents schémas possibles d'attaque des bases de temps.

Afin de pouvoir transmettre correctement les fronts de montée des impulsions, la fréquence de coupure Fα doit atteindre 3 MHz.

En raison de la forte amplitude de la tension appliquée sur la base, la capacité base-collecteur doit être faible pour éviter de retrouver le signal d'entrée différentié sur la résistance de charge du collecteur dans l'intervalle des impulsions de synchronisation. La valeur maximale tolérable semble être 10 pF.

Les montages décrits sont stables jusqu'à une température ambiante de 60°C.

3. Etage déphaseur

Pour obtenir une bonne élimination de la modulation vidéo et des parasites, on ajoute souvent après le détecteur un étage déphaseur. Celui-ci est parfois indispensable pour inverser la polarité des signaux, selon les standards et selon les schémas adoptés. De plus, il fournit, sous basse impédance, les impulsions à l'étage différentiateur.

Selon la nature des transistors, les différents schémas possibles sont donnés par la figure 7-7. Ils n'appellent pas de commentaires particuliers.

4. Etage séparateur

(Elimination des impulsions de synchronisation horizontale.)

Pour assurer un bon interlignage, il est nécessaire de procéder au tri

des impulsions verticales à l'aide d'un montage qui donne une parfaite indépendance entre les relaxateurs horizontaux et verticaux.

Les circuits possibles sont très nombreux selon la polarité des impulsions de synchronisation, le mode de sélection (intégration ou différentiation) et le sens de l'impulsion verticale nécessaire à la synchronisation du relaxateur.

Ces circuits ont été étudiés et classés par le Laboratoire d'applications de *La Radiotechnique.*

Le tableau ci-après résume les différentes solutions et permet le choix du schéma le mieux adapté aux autres circuits du téléviseur. Chacun des circuits est décrit sommairement ensuite.

Polarité des signaux de synchronisation	Mode de sélection	Polarité du top vertical	Type du transistor	Signal appliqué à	Figure
Positifs	Différenciation	-	npn	Emetteur	7 - 8
		+	pnp	Base	7 - 9
	Intégration	-	pnp	Base	7 - 10
		-	npn	Base	7 - 11
		+	pnp	Emetteur	7 - 12
		+	npn	Emetteur	7 - 13
Négatifs	Différenciation	-	npn	Base	7 - 14
		+	pnp	Emetteur	7 - 15
	Intégration	-	pnp	Emetteur	7 - 16
		-	npn	Emetteur	7 - 17
		+	npn	Base	7 - 18
		+	pnp	Base	7 - 19
			pnp = OC 130 npn = OC 139		

Le principe de fonctionnement des différents circuits est le suivant :

FIGURE 7-8. — Le courant collecteur, normalement bloqué par la polarisation appliquée à l'émetteur, circule lorsque l'impulsion négative du front arrière du top vertical est appliquée à l'émetteur.

FIGURE 7-9. — Le courant collecteur, normalement bloqué par la polarisation appliquée à l'émetteur, circule lorsque l'impulsion négative du front arrière du top vertical est appliquée à la base.

FIGURE 7-10. — Le courant collecteur maintenu à la saturation par le courant de base est bloqué par l'impulsion positive du top vertical appliquée à la base, la résistance série dans la base élimine les tops horizontaux résiduels.

Nota :

Les légendes des figures 7-8 à 7-19 sont rédigées en abrégé. Ce sont les spécifications des colonnes du tableau.

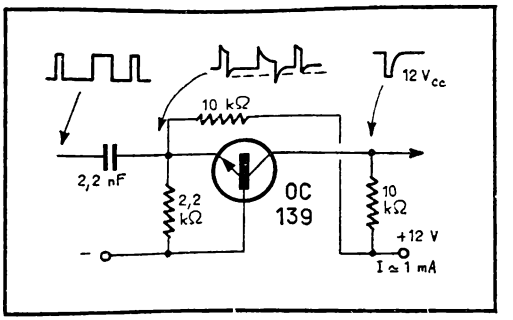


Fig. 7-8. — Positif-différentiation-négatif-n-p-n-émetteur.

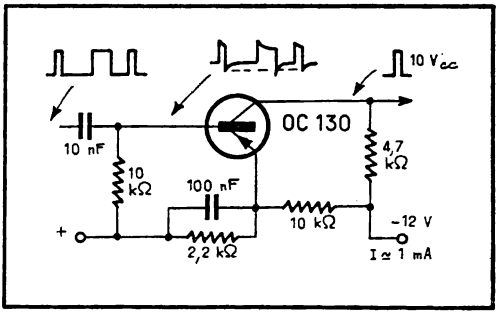


Fig. 7-9. — Positif-différentiation-positif-p-n-p-base.

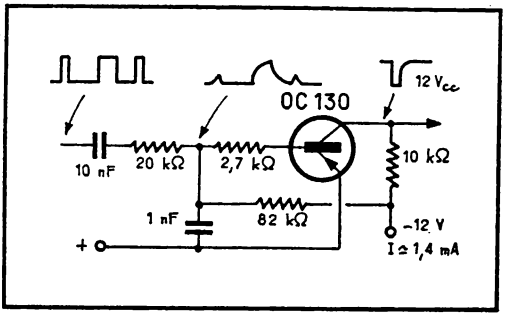


Fig. 7-10. — Positif-intégration-négatif-p-n-p-base.

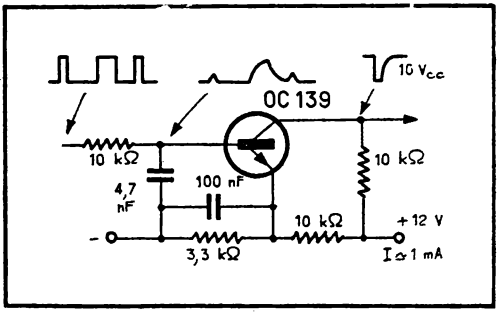


Fig. 7-11. — Positif-intégration-négatif-n-p-n-base.

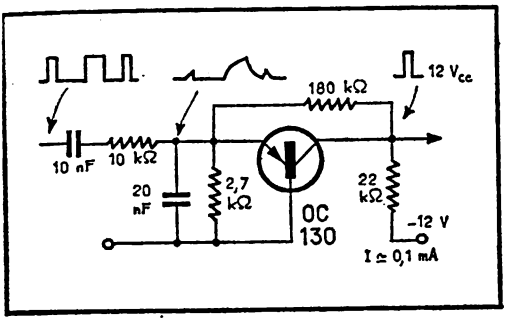


Fig. 7-12. — Positif-intégration-positif-p-n-p-émetteur.

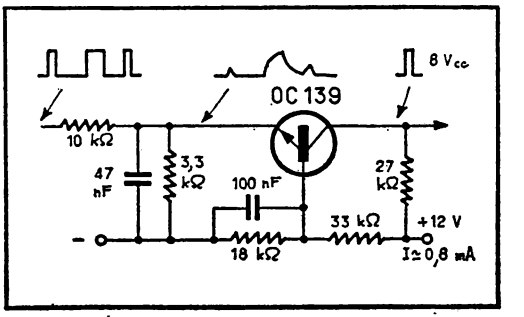


Fig. 7-13. — Positif-intégration-positif-n-p-n-émetteur.

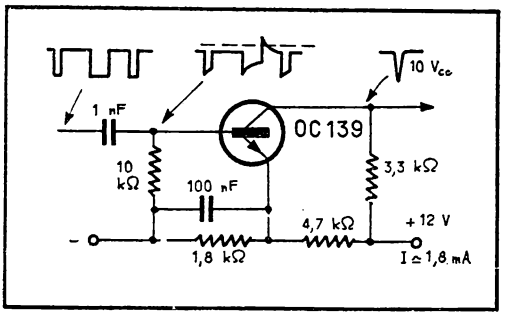


Fig. 7-14. — Négatif-différentiation-négatif n-p-n-base.

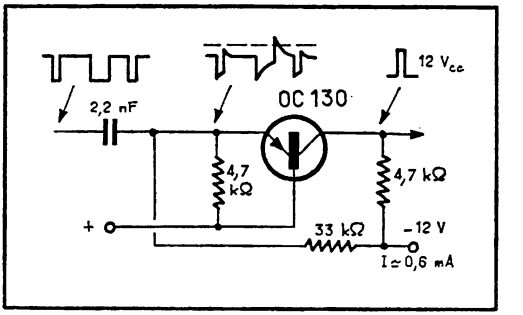


Fig. 7-15. — Négatif-différentiation-positif-p-n-p-émetteur.

FIGURE 7-11. — Le courant collecteur normalement bloqué circule lorsque l'impulsion verticale positive est appliquée sur la base.

FIGURE 7-12. — Le courant collecteur normalement bloqué est amené à la saturation par l'impulsion verticale positive appliquée à l'émetteur.

FIGURE 7-13. — Le courant collecteur maintenu à la saturation par le courant de base est bloqué par l'impulsion verticale positive appliquée à l'émetteur.

FIGURE 7-14. — Le courant collecteur normalement bloqué par la polarisation appliquée à l'émetteur circule lorsque l'impulsion verticale positive est envoyée sur la base.

FIGURE 7-15. — Le courant collecteur normalement bloqué par la polarisation appliquée à l'émetteur circule lorsque l'impulsion verticale positive est appliquée sur l'émetteur.

FIGURE 7-16. — Le courant collecteur maintenu en saturation par le courant de base est bloqué par l'impulsion négative du top vertical appliquée à l'émetteur.

FIGURE 7-17. — Le courant collecteur normalement bloqué par la polarisation appliquée à l'émetteur est porté à saturation par l'impulsion négative verticale envoyée sur l'émetteur.

FIGURE 7-18. — Le courant collecteur maintenu à la saturation par le courant de base est bloqué par l'impulsion négative verticale. Une résistance en série avec la base élimine les impulsions horizontales résiduelles.

FIGURE 7-19. — Le courant collecteur normalement bloqué par la polarisation appliquée à l'émetteur circule lorsque l'impulsion verticale négative arrive sur la base.

III. EXEMPLES DE SCHÉMAS COMPLETS

1. Etude « Sescosem »

Sur la figure 5-12 du chapitre V, il a été décrit le schéma complet groupant l'amplification vidéo, l'amplificateur de C.A.G. et les étages de séparation des signaux de synchronisation. Le fonctionnement de ces étages a été donné et le lecteur est prié de s'y reporter.

2. Etude « Sescosem »

Le schéma complet des étages séparateurs est donné sur la figure 7-20

2. 1. *L'ÉTAGE DÉTECTEUR.*

Il supprime la modulation vidéo et ne conserve que les impulsions de synchronisation verticale et horizontale. La figure 7-21 donne pour l'étage détecteur : en *a*, la forme des signaux à l'entrée, entre le point A et la masse ; en *b*, les signaux relevés sur la base du transistor par rapport à la masse ; en *c*, les impulsions de synchronisation relevées au collecteur par rapport à la

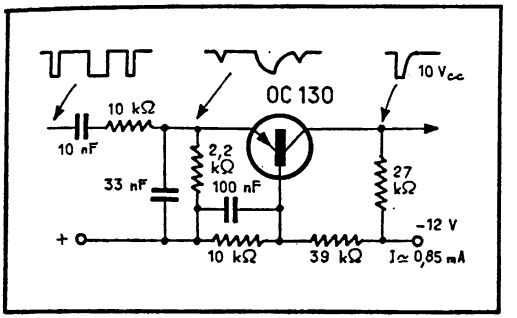


Fig. 7-16. — Négatif-intégration-négatif-p-n-p-émetteur.

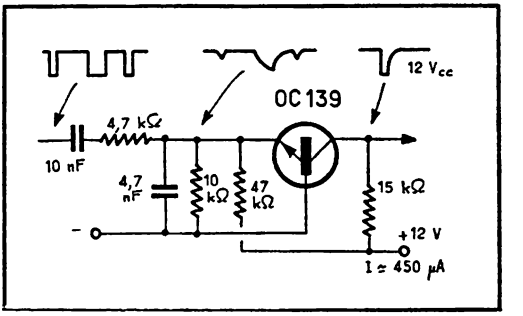


Fig. 7-17. — Négatif-intégration-négatif-n-p-n-émetteur.

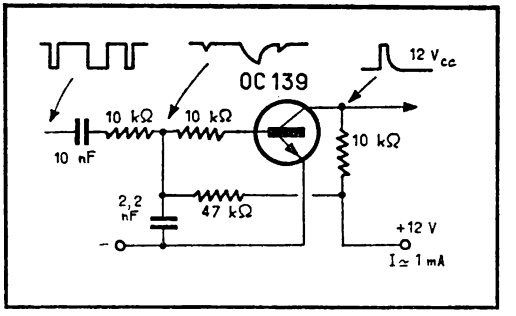


Fig. 7-18. — Négatif-intégration-positif-n-p-n-base.

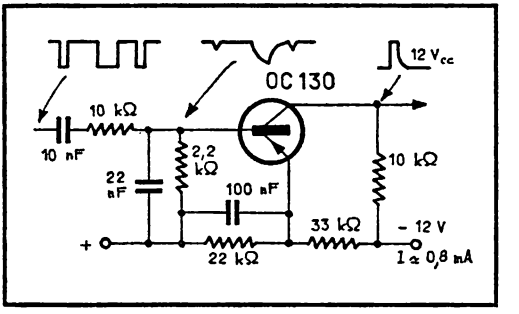


Fig. 7-19. — Négatif-intégration-positif-p-n-p-base.

masse. Dans cet exemple ce sont des impulsions horizontales en standard 819 lignes qui ont été relevées à l'oscilloscope.

Ici, la constante de temps de R_1-C_1 est grande devant la fréquence de répétition des signaux de synchronisation de façon que le condensateur C_1 n'ait pas le temps de se décharger entre chacune des impulsions. C'est pourquoi seule une pointe positive de 0,35 V est appliquée sur la base, supprimant complètement toute modulation vidéo (fig. 7-21 *b*). Cette constante de temps ne doit pas être trop importante afin d'obtenir la plus grande tension dynamique possible au collecteur (fig. 7-21 *c*).

2. 2. *L'ÉTAGE DÉPHASEUR.*

Il inverse la phase des impulsions de synchronisation horizontale et verticale provenant du détecteur. Il les envoie à l'étage séparateur pour l'élimination des impulsions de synchronisation horizontale. Il augmente la stabilité des impulsions par saturation du transistor TR 2. Il fournit sous basse impédance les impulsions à l'étage différentiateur.

La figure 7-22 donne la forme et la tension des signaux aux bornes du transistor TR 2 : en *a*, entre base et masse ; en *b*, entre collecteur et

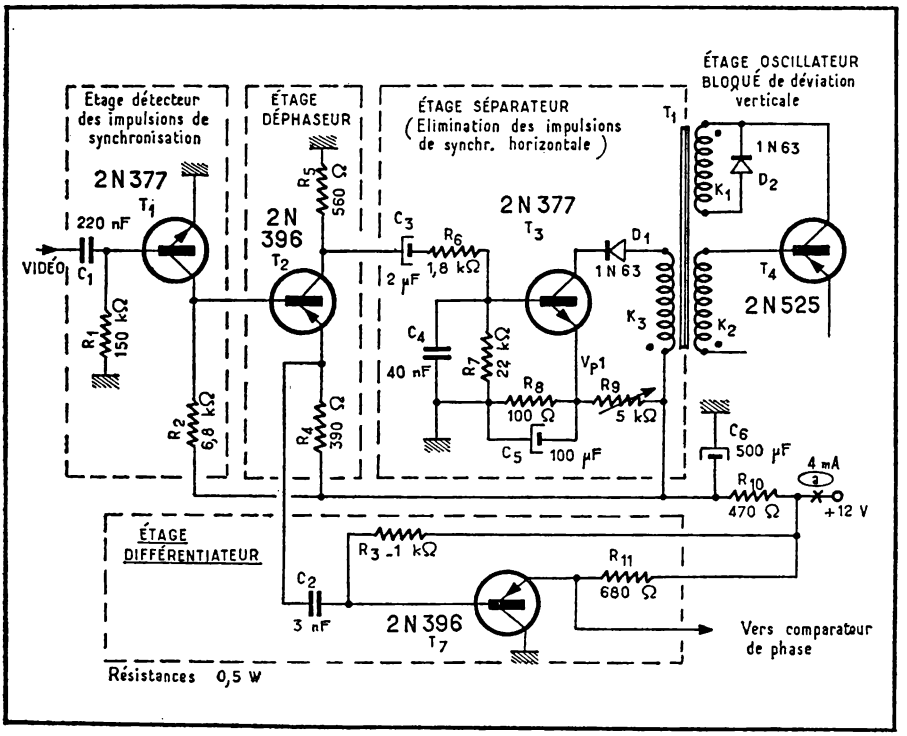


Fig. 7-20. — Schéma complet des circuits de synchronisation. Etages détecteur, déphaseur, séparateur et différentiateur. (Etude Sescosem.)

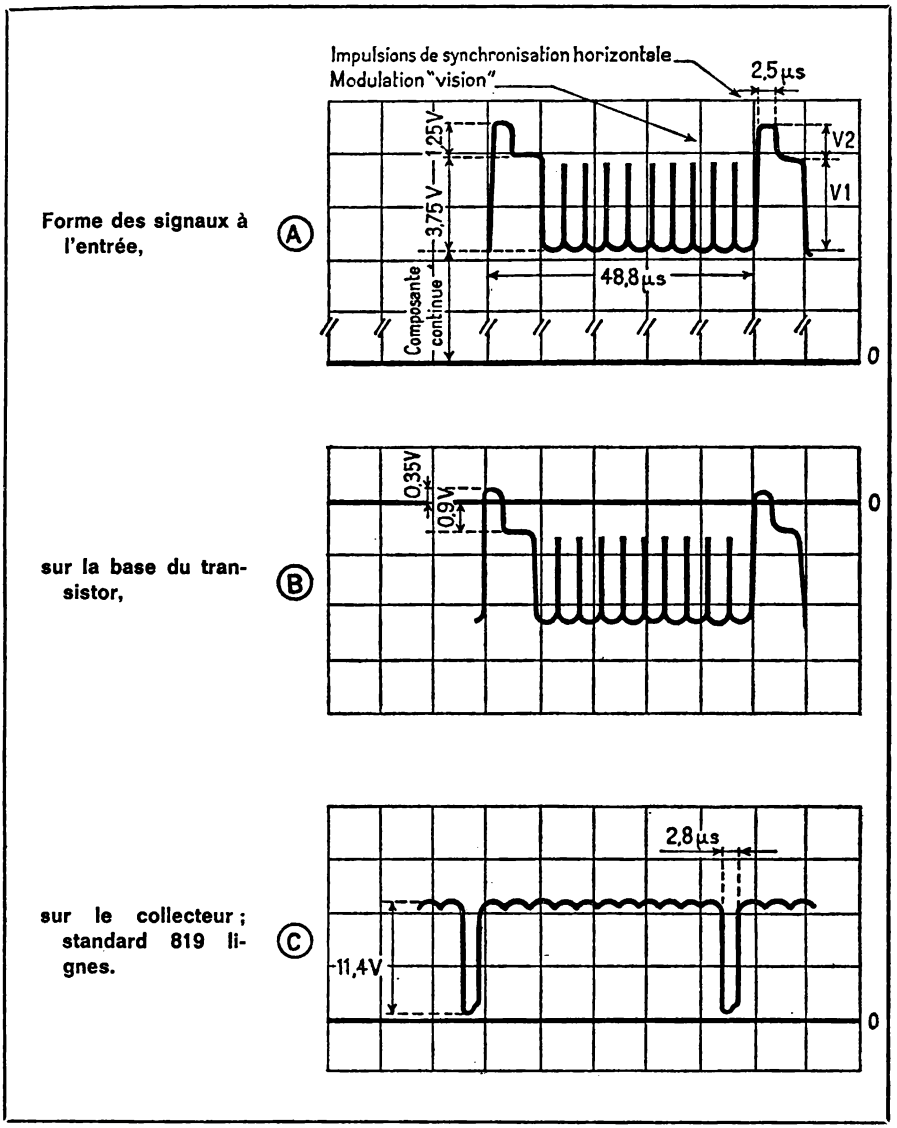
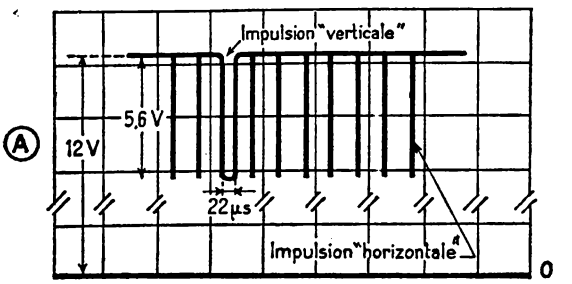


Fig. 7-21. — Etage détecteur (Etude Sescosem).

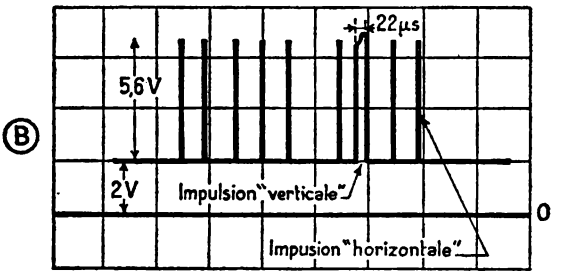
masse ; en *c*, entre émetteur et masse. Sur cette figure on a représenté les signaux horizontaux et verticaux.

2. 3. *L'ÉTAGE DIFFÉRENTIATEUR.*

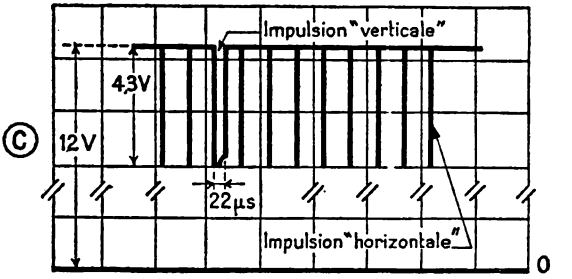
Il élimine les impulsions verticales et dirige sous basse impédance les impulsions horizontales vers le comparateur de phase.



Forme des signaux relevés sur la base de TR2 ;



Impulsions de synchronisation sur le collecteur de TR2 ;



Impulsions de synchronisation sur l'émetteur de TR2. Sur cette figure, on a représenté les signaux horizontaux et verticaux (819 lignes) (Sescosem).

Fig. 7-22. — Etage déphaseur.

Les impulsions verticales et horizontales sont prélevées sur l'émetteur de l'étage déphaseur, aux bornes de R_4. Elles sont différentiées par le circuit C_2-R_3, dont la constante de temps est de l'ordre de grandeur de la durée des impulsions horizontales ($\theta = R_2.C_3 = 3\ \mu s$). Les impulsions horizontales sont peu affectées par la différentiation. Par contre, les impulsions verticales (22 µs à 27 µs) ne voient subsister que leur front avant et leur front arrière,

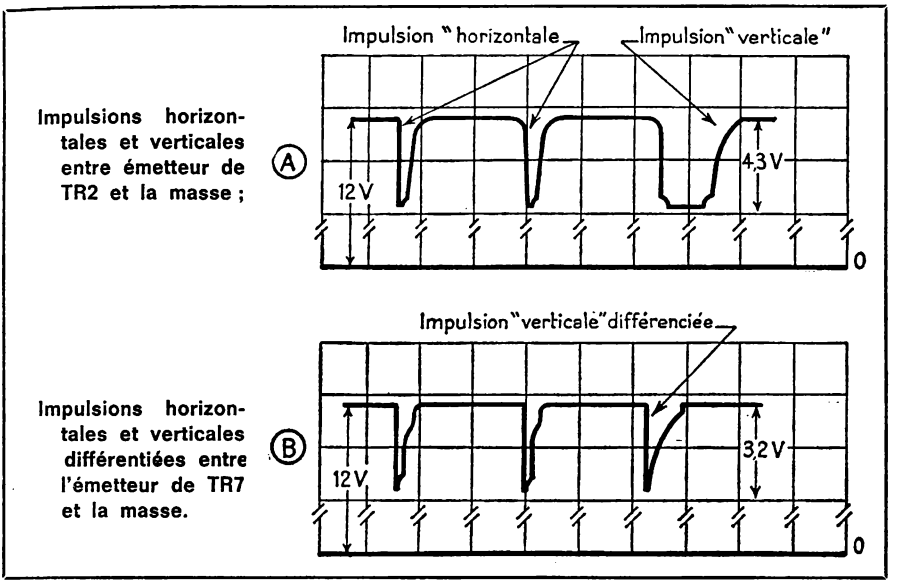


Fig. 7-23. — Etage différentiateur (Sescosem).

avec une durée sensiblement identique à celle des impulsions horizontales (fig. 7-23).

Sur l'émetteur de TR 7 ne subsistent que les impulsions horizontales et le front avant, c'est-à-dire le flanc négatif de l'impulsion de synchronisation verticale. Le front arrière ne possède pas la polarité voulue pour rendre conducteur ce transistor, polarisé en classe B.

Le transistor TR 7 est monté en collecteur commun. Il présente une grande impédance d'entrée. Son impédance de sortie est faible et de ce fait, il permet une attaque correcte de l'étage comparateur de phase.

2. 4. *L'ÉTAGE SÉPARATEUR.*

Il intègre les impulsions horizontales et verticales, puis il élimine les impulsions horizontales.

Les impulsions de synchronisation sont prélevées sur le collecteur du transistor déphaseur TR 2 à travers la capacité C_3 (fig. 7-24 *a*).

Un circuit intégrateur R_6-C_4, de 51 µs de constante de temps, avantage en amplitude les impulsions verticales de 22 µs et 27 µs, par rapport aux impulsions horizontales de 2,8 µs à 4,5 µs (fig. 7-24 *b*).

Le transistor *n-p-n* TR 3, monté en émetteur commun est polarisé en classe C par la tension V_{P1}. Ce transistor conduit uniquement pendant la crête des impulsions verticales (fig. 7-24 *c*).

Cette tension de blocage est fournie par le pont des résistances R_8 et R_9. Cette dernière est ajustable afin de pouvoir la régler lors de la mise au point de l'appareil.

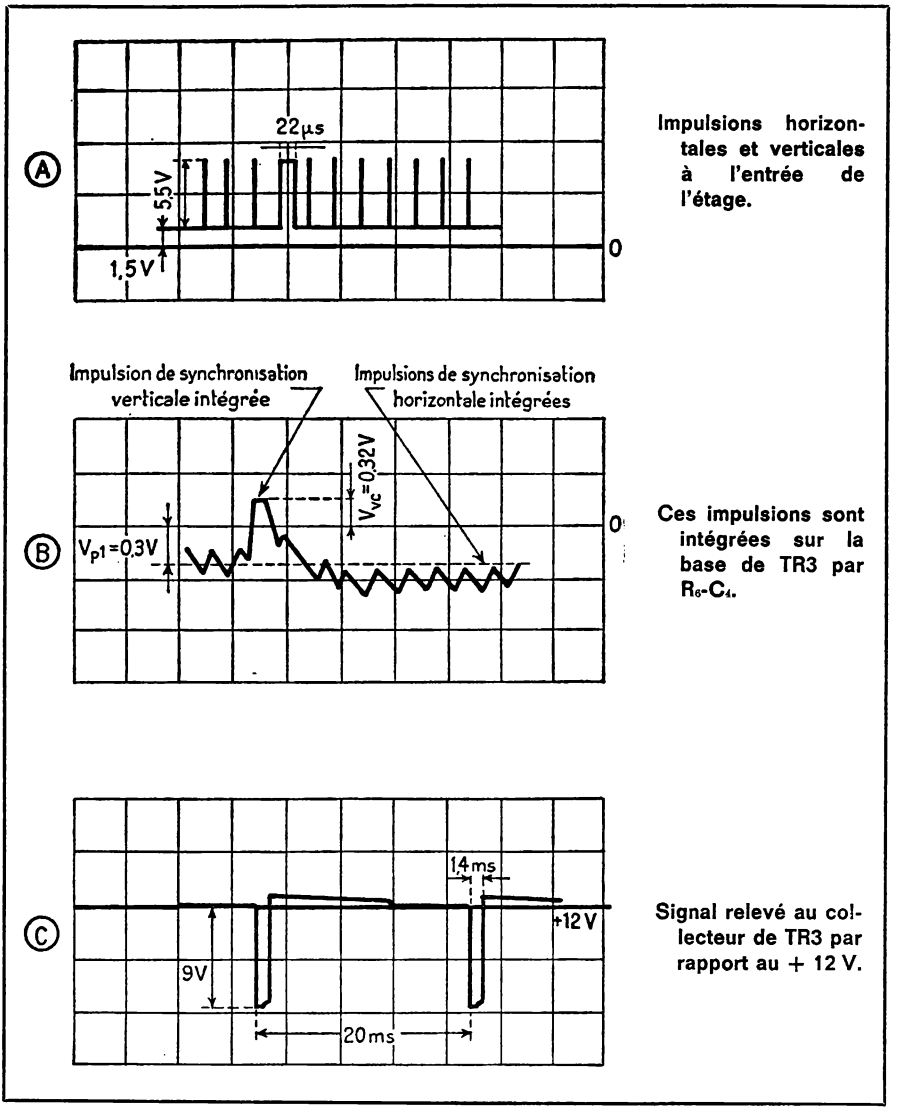


Fig. 7-24. — Etage séparateur (Sescosem).

Sur le collecteur de TR 3 les impulsions horizontales sont éliminées (fig. 7-24 *c*). Les impulsions verticales sont transmises au primaire du transformateur qui permet d'asservir l'oscillateur bloqué. La diode D 1 (1 N 63) est montée en série avec l'enroulement du transformateur (K 3), afin que la diode collecteur-base du transistor séparateur TR 3 n'amortisse pas les circuits de l'oscillateur bloqué de déviation verticale pendant la durée de l'impulsion de 1,4 ms.

CHAPITRE 8

La base de temps verticale

I. PRINCIPE DES CIRCUITS DE DÉVIATION MAGNÉTIQUE

Dans un téléviseur, la déviation du spot lumineux sur l'écran du tube cathodique est assurée par des circuits qui créent, dans les bobines de déviation correspondantes, un champ magnétique variant linéairement en fonction du temps (aller de la déviation), puis revenant rapidement à sa valeur initiale (retour). Une telle loi de variation est dite en « dent de scie » (fig. 8-1). La fréquence de récurrence de cette base de temps est celle des impulsions de synchronisation de « trame » ou verticales, soit 50 Hz pour les standards européens.

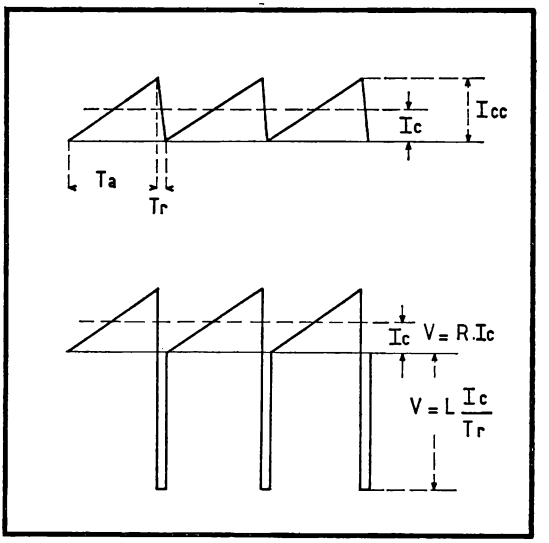


Fig. 8-1. — Forme théorique du courant (a, en haut) et de la tension (b, en bas) aux bornes du déflecteur vertical.

Ce champ est produit à l'aide d'un ensemble de bobines ayant une inductance L et une résistance R. Le courant i, dans ces bobines, doit suivre la même loi de variation que le champ, c'est-à-dire la courbe de la figure 8-1 *a*. Pour des raisons technologiques, et en raison de la basse fréquence du signal, la constante de temps L/R est négligeable devant la durée du balayage T_a. La tension aux bornes du déflecteur pendant l'aller est sensiblement égale à $v = R\ i$.

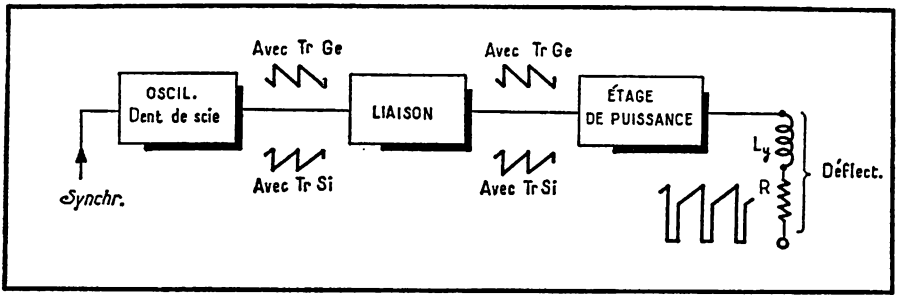


Fig. 8-2. — Schéma-bloc du circuit de balayage.

Par contre, pendant le retour qui est, en pratique, au moins vingt fois plus court que l'aller, le terme $\frac{L\ di}{dt}$ est prépondérant et on a sensiblement : $v = L\ \frac{di}{dt} = L\ \frac{I_c}{T_r}$ en supposant que le courant varie linéairement en fonction du temps (fig. 8-1 *b*).

Un déflecteur est caractérisé par la puissance dissipée dans les bobines : $P_o = R\ \frac{I_{c2}}{V_a}$.

I_c est la valeur de crête du courant nécessaire pour dévier le spot d'un bord à l'autre de l'écran, lorsqu'on modifie la résistance R qui est la résistance du déflecteur. V_a est la tension d'alimentation de l'étage.

Le circuit destiné à la production du courant de balayage comprend généralement (fig. 8-2) :

— un générateur de tension en dents de scie de fréquence convenable,

— éventuellement, un étage adaptateur d'impédance appelé également étage de liaison,

— un étage amplificateur de puissance alimentant les bobines de déviation,

— un dispositif de linéarisation.

1. Générateurs de signaux en dents de scie

Un tel générateur est constitué par un oscillateur produisant des impulsions de durée et de fréquence convenables, qui sont intégrées dans un réseau passif R-C ou R-L. C'est un circuit dans lequel la constante de temps principale est donnée par la charge ou la décharge d'un condensateur dans un circuit résistant.

Ces générateurs doivent remplir les conditions imposées aux oscillateurs à tubes classiques, à savoir :

— la stabilité de fréquence, aussi bien en fonction de la température que de la tension d'alimentation ;

— la reproductibilité du circuit ; on doit pouvoir interchanger les éléments passifs et actifs sans difficultés ;

— la plage de synchronisation doit être suffisante pour assurer le rattrapage des glissements de fréquence accidentels, dus à l'action du réglage

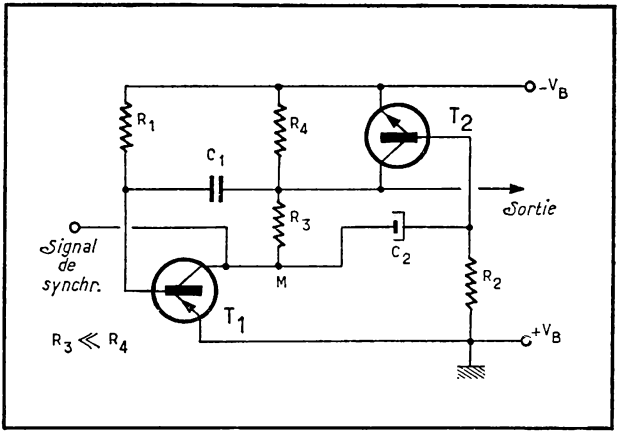


Fig. 8-3. — Oscillateur à effet Miller.

d'amplitude, aux variations de la température et de la tension d'alimentation. Cette plage ne doit pas, non plus, être trop grande pour que l'oscillateur risque d'être affecté pendant un temps minimal par les impulsions parasites qui pourraient survenir.

Plusieurs types d'oscillateurs sont utilisables :

1. 1. *OSCILLATEUR A EFFET MILLER.*

Le schéma de base est donné sur la figure 8-3. Le premier transistor T 1 fonctionne en intégrateur Miller. Le potentiel de sortie aux bornes de la résistance collecteur de T 1 est : $v = GV_B \left(1 - e^{- \frac{t}{(1+G)\,RC}} \right)$

G est le gain du transistor qui intervient pour augmenter à la fois le niveau de sortie et la constante de temps du circuit, par rapport à un intégrateur R-C simple.

Le transistor T 2 fonctionne en commutateur ; il est bloqué, à travers la grande constante de temps R_2-C_2, lorsque le signal en M a atteint une valeur donnée. Il assure alors, par court-circuit de la charge collecteur R_4 du premier transistor, un retour aux conditions initiales, c'est-à-dire le retour de la dent de scie de balayage.

La synchronisation directe de cet oscillateur est facilement obtenue par superposition, sur la base du transistor commutateur, des impulsions de synchronisation au signal produit par l'intégrateur.

Bien que ce générateur ait une impédance de sortie assez élevée, de l'ordre de quelques milliers d'ohms, son utilisation est intéressante. En effet :

— le signal obtenu peut être aisément modelé ; il a un niveau de référence fixe, ici le pôle négatif de la tension d'alimentation ;

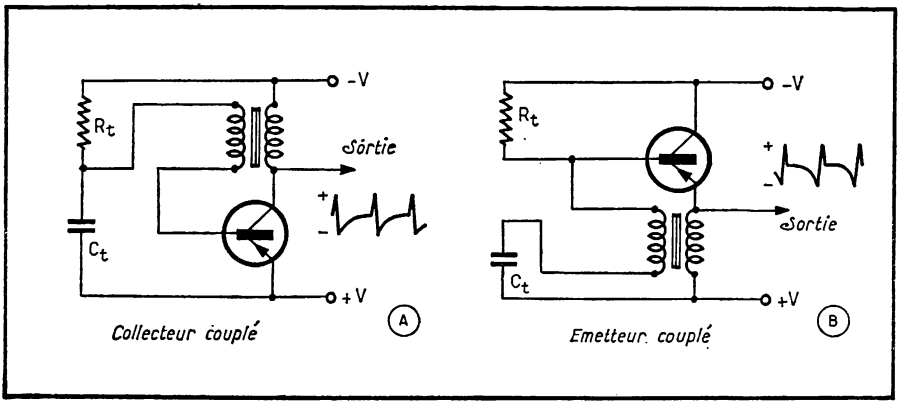


Fig. 8-4. — Schémas théoriques d'un oscillateur bloqué. A : collecteur couplé ; B : émetteur couplé.

— la présence du facteur G dans l'expression de la constante de temps permet une diminution correspondante de la valeur du condensateur C_1, d'où possibilité d'utilisation de condensateurs de grande stabilité ;

— la stabilité en fonction de la température est obtenue par l'utilisation d'un transistor T 1 au silicium ayant un courant de repos très faible.

1. 2. *OSCILLATEUR BLOQUÉ.*

Deux schémas théoriques d'oscillateurs bloqués peuvent être envisagés (fig. 8-4).

Dans les deux cas, il s'agit d'un transistor dont la sortie et l'entrée sont fortement couplées par un transformateur. Il oscille donc énergiquement. En *a*, le schéma par réaction de collecteur donne une impulsion positive en sortie dont la fréquence de répétition est fonction de la constante de temps du circuit R_t-C_t.

Le fonctionnement est le suivant : initialement le transistor est polarisé par la tension aux bornes de R_t. Il commence à conduire ; la réaction positive entre collecteur et base augmente rapidement son courant collecteur jusqu'à

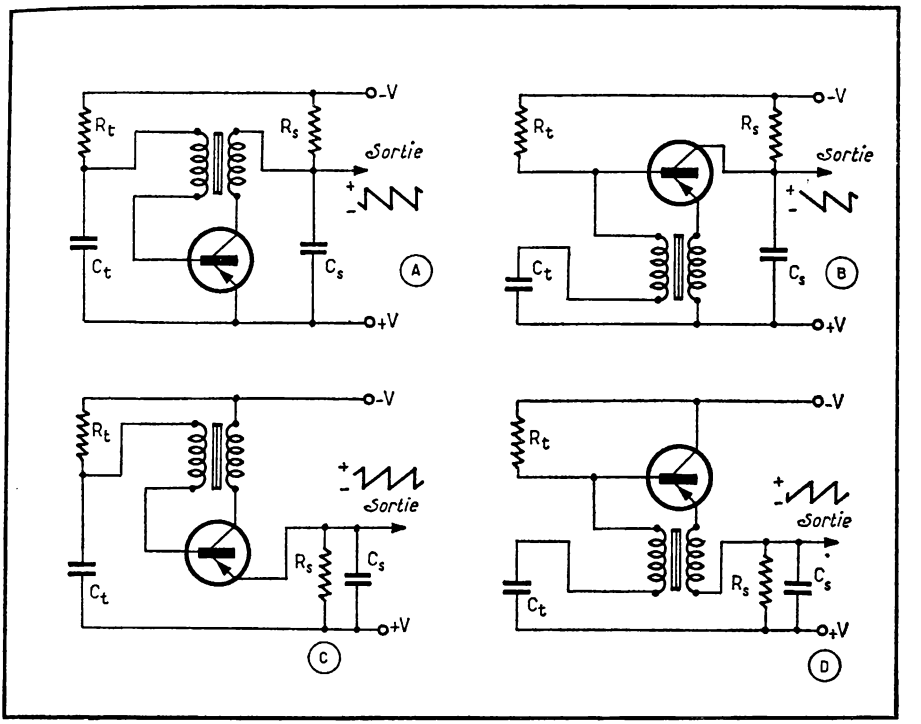


Fig. 8-5. — Schémas fondamentaux des générateurs de signaux en dents de scie par oscillateur bloqué.
A : collecteur couplé, dent de scie négative,
B : émetteur couplé, dent de scie négative,
C : collecteur couplé, dent de scie positive,
D : émetteur couplé, dent de scie positive.

la saturation. A ce moment, la réaction ne se produit plus et le transistor ne conduit plus. Pendant sa période de conduction, il a déchargé la capacité C_t par la faible résistance de la diode base-émetteur. Cette capacité se recharge ensuite au travers de R_t lorsque le transistor est bloqué. Après un temps déterminé par R_t-C_t, la tension aux bornes de C_t est suffisamment négative pour que le transistor puisse conduire à nouveau et le cycle recommence.

En *b*, le schéma par réaction d'émetteur donne une impulsion négative, selon un processus comparable au schéma précédent et dont la fréquence de répétition est fonction de la constante de temps du circuit R_t-C_t.

Ces impulsions peuvent produire des signaux en dents de scie selon quatre schémas de base donnés par la figure 8-5. Les polarités indiquées se rapportent à l'utilisation de transistors *p-n-p*. Si on emploie des transistors *n-p-n*, les polarités des signaux et de l'alimentation sont à inverser.

Les impulsions négatives ou positives du générateur chargent ou déchargent la capacité de sortie R_s selon la polarité de la tension de sortie désirée.

En *a* et en *b*, la capacité C_s est déchargée par les impulsions. Elle se recharge au travers de R_s pendant que le transistor est bloqué.

Par contre, en *c* et en *d*, la capacité C_s se charge pendant les impulsions et se décharge lorsque le transistor est bloqué au travers de R_s.

La dent de scie produite est bien linéaire. Dans la pratique on peut adopter l'un ou l'autre de ces schémas. Le choix dépend des transistors retenus : *p-n-p* ou *n-p-n* au germanium ou au silicium.

La constante de temps de R_s-C_s est beaucoup plus grande que celle de R_t-C_t. En effet, il faut utiliser le début de la charge de R_s, afin d'avoir une dent de scie linéaire. Si on conserve la courbe pour une charge plus complète on obtient une exponentielle, cause de distorsion de linéarité (fig. 8-6.)

Le schéma généralement adopté est celui de la figure 8-5 *a*, avec transistor *p-n-p* au germanium. Il produit une dent de scie de sens négatif, ou décroissant qui convient pour attaquer l'étage de puissance. Il est utilisable donc sans étage de liaison. Si on en prévoit un, il faut que celui-ci n'amène pas de déphasage, c'est-à-dire soit monté en collecteur commun. La fréquence se règle à l'aide de R_t et l'amplitude de la dent de scie par R_s. Ce montage

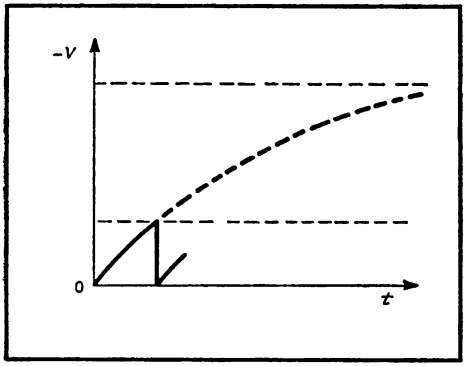


Fig. 8-6. — Courbe de charge exponentielle d'un condensateur et fraction utilisée par un balayage en dent de scie.

présente l'inconvénient d'être affecté d'une forte inter-réaction des deux réglages l'un sur l'autre. Ce défaut se produit parce que la sortie de l'enroulement collecteur ne retourne pas à un potentiel fixe. Le point commun R_s-C_s a un potentiel qui varie en fonction du réglage d'amplitude (R_s). De plus, le courant de décharge traverse l'enroulement collecteur. Celui-ci doit avoir une basse impédance de manière à permettre une décharge rapide de C_s.

C'est pourquoi les montages modernes ont été modifiés selon la figure 8-7. Le condensateur C_s se décharge directement à travers la diode et le transistor, sans traverser l'enroulement du transformateur. Celui-ci peut être plus petit et il est plus facile à réaliser. Pendant l'aller, la diode est bloquée et isole l'oscillateur du circuit intégrateur. Ainsi la réaction du réglage d'amplitude (R_s) sur le réglage de la fréquence (R_t) est négligeable. La stabilité de fréquence est très bonne.

1. 3. *MULTIVIBRATEUR OU AUTO-OSCILLATEUR.*

Le schéma théorique de ce montage est donné sur la figure 8-8. Le premier étage de cette base de temps est constitué par un transistor commutateur déchargeant périodiquement le condensateur C, comme pour les autres montages. Le condensateur C est chargé par R. La variation de potentiel aux bornes du condensateur est transmise à l'étage amplificateur de la base de temps, puis renvoyée sur la base du transistor. Lorsqu'un certain niveau est atteint, le transistor se débloque et décharge C. Un filtre annexe passe-bas R'-C' évite la réinjection des signaux de retour en provenance du déflecteur et pouvant perturber la base de temps.

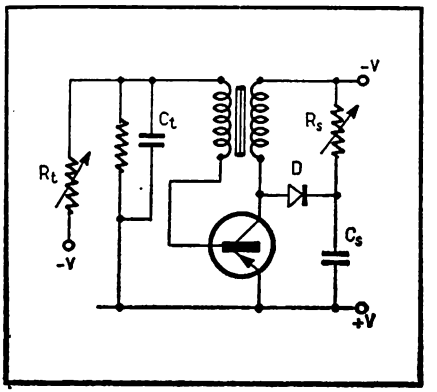


Fig. 8-7. — Version moderne de l'oscillateur bloqué.

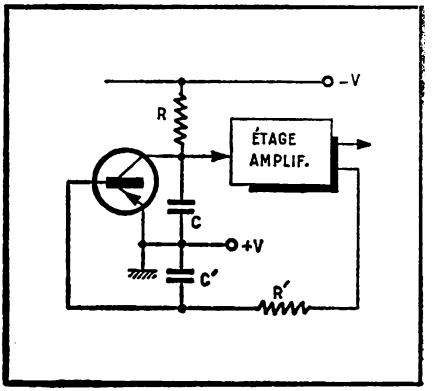


Fig. 8-8. — Schéma théorique de montage auto-oscillateur.

Un tel montage est simple. Il offre la possibilité, comme l'oscillateur bloqué, d'attaquer l'étage amplificateur en liaison continue, du fait du niveau de référence constant du signal produit. Le modelé de la tension de rétroaction permet une décharge mieux contrôlée du condensateur C que précédemment.

2. Etage de liaison

C'est un montage généralement à liaison continue. Il est équipé d'un transistor *p-n-p* ou *n-p-n*, monté en collecteur commun. Le choix de ce transistor en *n-p-n* couplé au *p-n-p* final assure à l'ensemble une bonne tenue en température. La diminution de conduction du transistor final est provoquée par une augmentation de la conduction de l'étage de liaison. L'impédance du circuit est alors très faible ce qui est une condition favorable.

Des exemples d'étages de liaison sont donnés avec les exemples de réalisation (fig. 8-18, 8-19 et 8-21).

Si on supprime cet étage on obtient une base de temps à deux transistors. Le courant de commande de l'étage final délivré par le réseau R-C d'inté-

gration doit être suffisamment faible vis-à-vis du courant de charge des condensateurs pour que le réseau R-C assure correctement son rôle.

Il faut donc, par rapport au montage précédent :

— soit augmenter le gain en courant du transistor final, ce qui réduit le courant prélevé en entrée ;

— soit abaisser l'impédance du réseau R-C, mais on risque alors que le courant de décharge à travers le premier transistor soit excessif.

Un compromis peut être recherché. Il ne peut être trouvé qu'avec un transistor final ayant un gain minimal élevé ($h_{FE} > 60$).

3. Etage final

Ainsi qu'on l'a vu au début de ce chapitre, on peut considérer que l'impédance des bobines de déviation qui constituent la charge de l'étage final est purement résistive à l'aller et surtout inductive pendant le retour. Il en résulte donc deux modes de fonctionnement très différents.

3. 1. *PENDANT L'ALLER.*

Pendant l'aller, l'étage de sortie doit être considéré comme un amplificateur classique à charge résistive. Il peut comprendre un transistor monté en classe A ou deux transistors en classe B. Différents modes de couplage entre le circuit collecteur et le déviateur peuvent être utilisés (fig. 8-9).

Le circuit A, en dehors de son rendement très bas, présente l'inconvénient de produire dans le déflecteur une composante au moins égale à la demi-

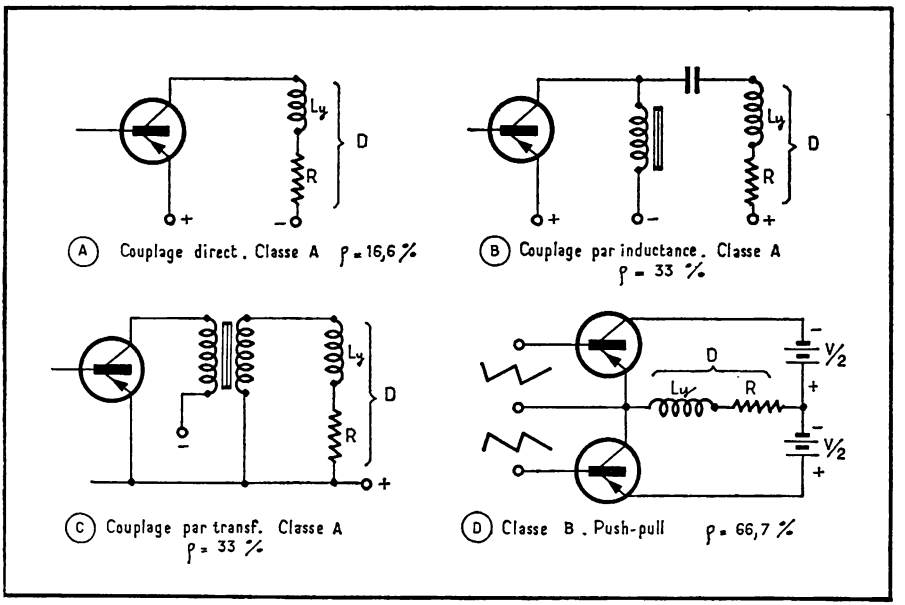


Fig. 8-9. — Différentes dispositions de couplage entre le collecteur de l'étage final et le déviateur, avec indication des rendements théoriques maximaux correspondants.

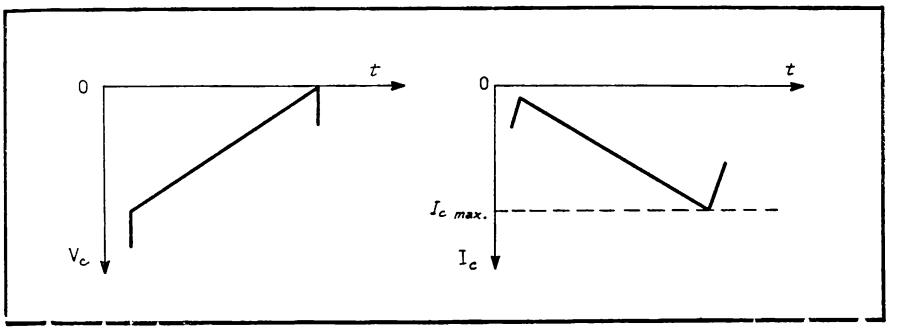


Fig. 8-10. — Variations de la tension et du courant collecteur du transistor de puissance pendant l'aller du balayage.

amplitude de la dent de scie. Il est donc nécessaire de recentrer le spot, ce qui est très difficile à réaliser en pratique.

Les circuits B et C sont les plus courants, ils sont théoriquement équivalents. Le couplage par inductance B permet d'obtenir un coefficient de self-induction plus élevé. Par contre, il nécessite un condensateur de valeur élevée pour éviter le décentrage du spot.

Parfois, on préfère un auto-transformateur pour adapter les impédances, le condensateur est toujours nécessaire.

Le circuit D présente l'avantage d'un rendement élevé, mais il est plus complexe que les précédents.

Le courant et la tension collecteur suivent pendant l'aller les courbes de la figure 8-10. Afin que l'impulsion de tension produite pendant le retour rende le collecteur négatif, le sens de variation de courant pendant l'aller doit bien être croissant. Si le sens était inverse, l'impulsion serait positive et rendrait conductrice la diode collecteur-base ce qui allongerait considérablement le temps de retour. La dent de scie d'attaque doit donc être de sens décroissant.

3. 2. *PENDANT LE RETOUR.*

Pendant le retour, le fonctionnement est différent. Alors que, pendant l'aller, le courant de déviation est l'image amplifiée de la tension de base, le courant de retour est sensiblement indépendant de cette dernière. En effet, au début du retour, la tension de base du transistor devient nulle en un temps très court, nettement inférieur au temps t_r alloué au courant de déviation pour s'annuler. Le transistor est donc bloqué presque instantanément et une surtension apparaît aux bornes des bobines de déviation. Cette surtension doit être limitée pour éviter le claquage du transistor.

Pour cela, on connecte aux bornes des bobines un élément caractérisé par une loi $v = f(i)$, où i est le courant dans l'élément, v la tension à ses bornes.

On démontre que le courant de déviation et la tension aux bornes des

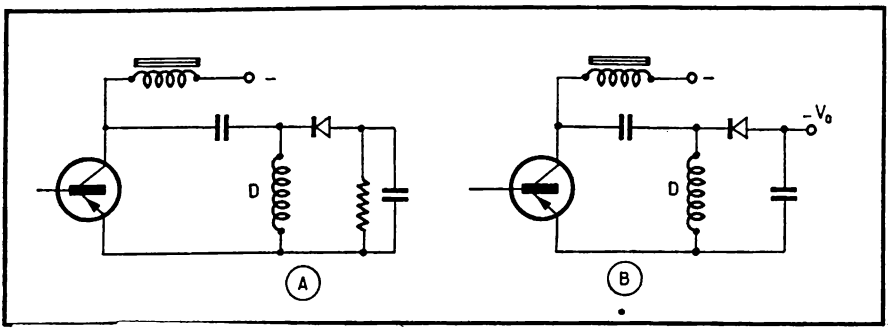


Fig. 8-11. — Limitation de l'impulsion de retour à l'aide d'une diode.

bobines durant le retour sont déterminés par les éléments extérieurs au transistor.

Pour un temps de retour t_r donné, la valeur crête de la tension collecteur V_c est minimale lorsque la variation de courant est linéaire pendant le retour. A ce moment v est constant et égal à V_0. En pratique, il est important de s'approcher le plus possible de cette condition, car la tension collecteur crête admissible est un paramètre fondamental des transistors de puissance.

Une telle loi, $v = V_0$, peut être donnée par une diode à seuil montée selon un des deux schémas de la figure 8-11 ou par un amortissement R-C monté en parallèle avec les bobines, tel que R-C = t_r.

La caractéristique $v = V_0$ peut également être approchée par une résistance non linéaire V D R dont la valeur dépend de la tension aux bornes (fig. 8-12). La figure indique également la courbe de la tension de collecteur pendant le retour. A temps de retour égal, la valeur crête de la tension est supérieure à celle obtenue avec une diode à seuil.

Il est également possible d'obtenir une tension sensiblement constante pendant le retour, sans utiliser aucun limiteur, en mettant à profit les propriétés particulières de certains transistors dans la zone d'avalanche du

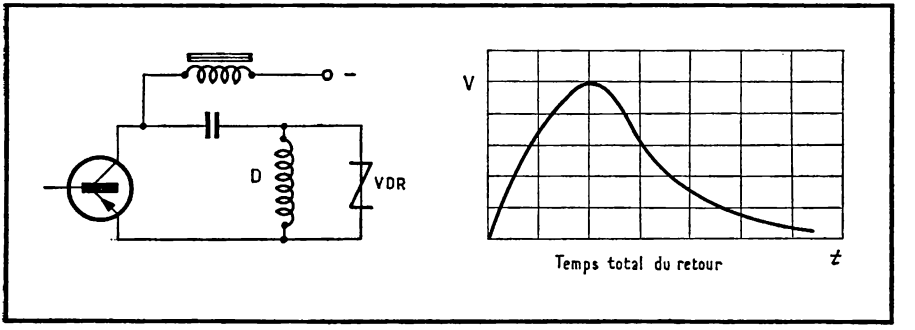


Fig. 8-12. — Limitation de l'impulsion de retour par une résistance non linéaire (V.D.R.), et forme de la tension collecteur pendant le retour.

collecteur. Cette solution semble bien être la plus avantageuse. Elle est étudiée au paragraphe suivant.

3. 3. *DISPOSITIFS DE LINÉARISATION.*

Les causes de non linéarité sont les mêmes que pour les circuits à tubes, à savoir :

— courbure de la dent de scie produite par le générateur,
— valeur finie de l'inductance collecteur de l'étage final,
— courbure de l'écran du tube.

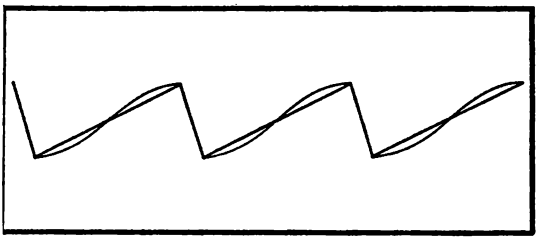


Fig. 8-13. — Correction en S superposée au signal en dent de scie.

Avec les tubes on peut obtenir une certaine compensation grâce à la courbure de la caractéristique I_p/V_g du tube final. Il n'en est rien avec les transistors. En effet, la diminution du gain en courant du transistor lorsque le courant croît, accentue encore la courbure du courant de déflexion. Pour éviter cet inconvénient, on prévoit toujours une résistance d'émetteur suffisante pour obtenir une caractéristique $I_c = f(V_{mb})$ sensiblement linéaire. A condition que l'impédance de sortie de l'étage de liaison soit faible devant l'impédance d'entrée du transistor, la caractéristique propre de celui-ci ne joue pas. C'est pourquoi cet étage est monté en collecteur commun.

De plus, les tubes cathodiques actuels, à écran plat et à angle de déviation élevé, nécessitent un courant de déflexion qui présente une déformation en S (fig. 8-13).

En effet, les bobines de déviation seraient à la même distance de tous les points de l'écran du tube si celui-ci avait une face avant sphérique. Comme les tubes modernes ont une face avant sensiblement plane, il faut corriger le signal de déflexion en lui superposant un signal en S afin de compenser la différence de longueur du trajet du spot. Sa vitesse de déplacement ne doit pas être constante.

Le dispositif de linéarisation peut être :

— soit un réseau de correction qui déforme la tension d'attaque du transistor final, en lui donnant une courbure de sens inverse à celle produite par les différentes causes de déformation,

— soit une contre-réaction sélective qui déforme la caractéristique de l'amplificateur et conduit au même résultat.

4. Spécification des diodes et des transistors

L'équipement en semiconducteurs des étages de l'oscillateur bloqué et de l'étage de liaison ne pose pas de problème particulier. Les transistors basse fréquence *p-n-p* et *n-p-n* conviennent fort bien. Ils forment une bonne association à condition de respecter le sens des impulsions dans ces circuits.

La diode qui isole le circuit d'intégration du transistor oscillateur doit présenter une chute de tension dans le sens direct, aussi faible que possible pour un courant de quelques centaines de milliampères. Cela est nécessaire pour obtenir une décharge rapide et complète du condensateur d'intégration. Les diodes au germanium à pointe or sont à préférer.

Le transistor de sortie pose des problèmes particuliers qu'il faut étudier en détail.

La puissance nécessaire pour balayer un tube de 110° fonctionnant avec une tension d'accélération de 16 kV est d'environ 0,6 W.

$$\left[P_o = R \frac{I_c^2}{V}\right]$$

Cela correspond à un courant crête de 0,6 A pour une résistance des bobines de 20 Ω. Cette valeur correspond à un rendement optimal pour une tension d'alimentation de 12 V. Dans ces conditions le courant collecteur moyen est de 0,3 A. Pour conserver une marge de sécurité, la valeur limite de I_c est fixée à 1 A.

La puissance dissipée au repos dans le transistor est de

$$0{,}3 \times 12 = 3{,}6 \text{ W.}$$

Cette puissance peut être dissipée sans difficulté, dans une ambiance de 50°C, par un transistor en boîtier TO 3 ayant une résistance thermique maximale de 2°C/W et monté sur un radiateur de dimensions raisonnables.

Si on ne désire pas prévoir un étage de liaison, le gain du transistor doit être d'au moins 60.

Quelles doivent être les caractéristiques particulières d'un transistor qui assure lui-même la limitation de la tension aux bornes du déviateur pendant le retour ?

La valeur moyenne du rapport L/R des bobines verticales se situe autour de 3,5 ms pour un déflecteur à bobines toroïdales. C'est-à-dire, environ 70 mH pour une résistance de 20 Ω.

L'énergie emmagasinée dans les bobines et qui doit être dissipée en grande partie dans le transistor pendant le retour est : $W_r = 1/2\ L\ I_c^2 = 12{,}5$ mJ.

Cette énergie est dissipée en un temps au plus égal à 1 ms, c'est-à-dire nettement inférieur à la constante de temps thermique de la jonction d'un transistor de puissance qui est d'environ 10 ms. Dans ces conditions, la chaleur qui se dégage n'a pas le temps de s'évacuer à l'extérieur et l'élévation de température instantanée est déterminée par la capacité calorifique C_j de la jonction : $t = W_r/C_j$. Si C_j = 10 à 15 mJ/°C, l'élévation de température ΔC = 1°C. Donc l'élévation de température instantanée est faible et ne

peut détériorer le transistor. Si on intègre sur un temps de 1 s, on trouve que la puissance moyenne dissipée pendant le retour est de 0,625 W, valeur également basse.

En fait, si on fait fonctionner des transistors quelconques dans ces conditions, on constate un certain nombre de claquages. C'est dire que les résultats de l'analyse précédente ne s'appliquent pas toujours.

En effet, on a supposé que la répartition du courant dans la jonction était uniforme pendant le retour. En réalité, des phénomènes secondaires peuvent localiser le courant dans des zones restreintes de la jonction. La dissipation d'énergie et le dégagement de chaleur se trouvent ainsi concentrés et peuvent entraîner le percement de la jonction par fusion.

Lorsqu'un transistor en l'état conducteur est parcouru par un certain courant collecteur et qu'on l'interrompt en appliquant une tension positive sur la base, il se produit un « effet de pincement » qui localise le courant au centre de la jonction pendant la coupure. Cette localisation est d'autant plus marquée que la tension positive de blocage est grande.

Dans le cas du balayage, cet effet a peu d'importance car la tension de base reste nulle ou très faiblement négative pendant la coupure du courant collecteur.

Lorsqu'on réalise un transistor de puissance par alliage, la profondeur de pénétration n'est pas rigoureusement identique et la planéité de la jonction n'est pas absolue. Or, ces légers défauts produisent une concentration du

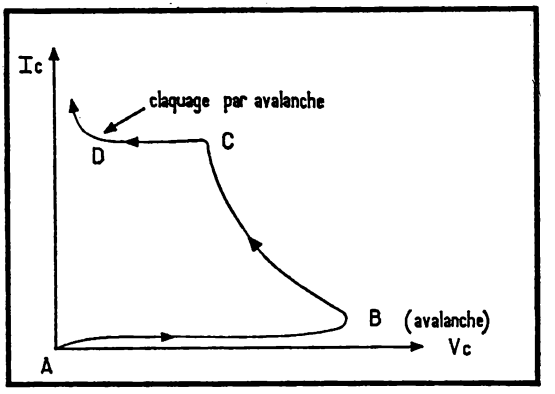


Fig. 8-14. — Caractéristique d'avalanche d'un transistor de puissance.

courant dans les zones où la distance émetteur-collecteur est la plus réduite. Il faut donc employer des procédés technologiques qui donnent un alliage aussi régulier que possible.

Pendant le retour, la tension de base est sensiblement nulle et l'impédance dynamique de son circuit extérieur est faible.

Si on relève la caractéristique $V_c = f(I_c)$ du transistor dans ces conditions, au moyen d'un générateur qui donne des impulsions de courant en dent de scie brèves séparées par des périodes de repos longues, on obtient

une courbe semblable à celle de la figure 8-14. Cette courbe ne peut être relevée en continu sous peine de détérioration du transistor.

Cette courbe est la caractéristique d'avalanche du transistor. On y distingue plusieurs zones.

— Entre A et B le courant collecteur est sensiblement constant et indépendant de la tension collecteur. Sa valeur est égale au courant de saturation de la jonction collecteur-base multiplié par le facteur de stabilité de l'étage.

— Ensuite, on rencontre un point de retournement B suivi d'une zone B C à résistance négative, à asymptote verticale, où le courant collecteur croît très rapidement, tandis que la tension collecteur diminue.

— Pour les courants très élevés, on assiste à une chute brutale de la tension collecteur (C-D), suivie d'une montée presque verticale du courant. Ce phénomène encore mal expliqué, est vraisemblablement dû à une concentration du courant en un point de la jonction. Il est appelé « second breakdown » dans la littérature américaine, ou claquage par avalanche. Il est le plus souvent destructif. Il est très important de travailler avec des courants nettement inférieurs.

— On peut maintenant préciser le cycle suivi par le point de fonctionnement, dans le réseau I_c/V_c, au cours d'une période complète de balayage,

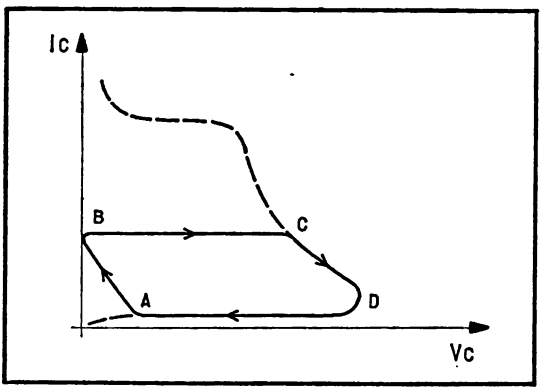


Fig. 8-15. — Cycle décrit par le point de fonctionnement de l'étage final.

dans le cas où le transistor assure la limitation de la tension de retour (fig. 8-15). Cette courbe est superposée à celle de la figure 8-14.

Pendant l'aller du balayage, le point suit la droite de charge A B. Au début du retour, la tension croît rapidement, le courant reste sensiblement constant jusqu'à ce que le point rencontre en C la caractéristique d'avalanche du transistor.

Ensuite le point de fonctionnement suit cette caractéristique. Le courant décroît jusqu'en D, puis la tension décroît à son tour jusqu'en A.

Toutefois, si dans la zone C D la résistance négative est trop basse, il se produit des oscillations entraînant des variations incontrôlées du courant, suivies du claquage du transistor.

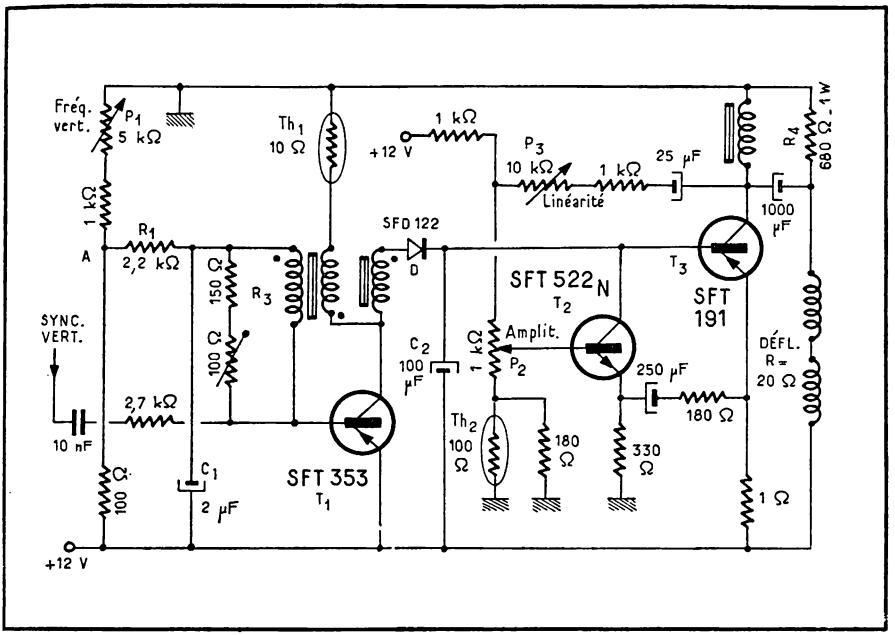


Fig. 8-16. — Circuit de déviation verticale Sescosem.

Ainsi, la caractéristique d'avalanche du transistor ne doit pas présenter de zone de résistance négative trop basse. Autrement dit, après le point de retournement, la tension collecteur ne doit pas décroître trop vite lorsque le courant collecteur croît.

Les transistors modernes étudiés pour cet usage permettent de supprimer la résistance non linéaire ou la diode limitant l'impulsion de retour du balayage, en toute sécurité. Ils sont caractérisés par :

— la valeur élevée de leur capacité thermique,

— les procédés particuliers de fabrication,

— les valeurs élevées de courant pour lesquelles se produit le claquage par avalanche,

— la forme appropriée de la caractéristique d'avalanche.

II. EXEMPLES DE RÉALISATION

1. « Etude Sescosem »

Le schéma complet des circuits de déviation verticale est donné par la figure 8-16.

Il comprend :

— un oscillateur bloqué,

— un étage de liaison,

— et un étage de puissance.

Les impulsions de synchronisation verticale sont appliquées sur la base du transistor oscillateur. Son schéma général est celui de la figure 8-7 à quelques modifications près.

Les éléments déterminant la fréquence sont placés dans le circuit de base. La diode D, qui est bloquée en même temps que le transistor, isole pendant l'aller, l'oscillateur du circuit d'intégration produisant la dent de scie.

A la fin de la période de conduction du transistor, apparaît aux bornes de l'enroulement collecteur une surtension U_c qui est déterminée par la résistance d'amortissement R_3 connectée aux bornes de l'enroulement de base. Le condensateur C_1 se charge, à ce moment, à une tension qui est égale au produit de cette surtension par le rapport de transformation : base/collecteur.

Le transistor est alors bloqué et le condensateur C_1 se décharge à travers R_1. La tension à ses bornes tend exponentiellement vers le potentiel du point A (V_A). La tension induite dans l'enroulement de base étant alors nulle, comme le courant collecteur, le potentiel émetteur-base du transistor est égal à celui qui existe aux bornes de C_1. Lorsqu'il est suffisamment négatif, le transistor commence à conduire et le processus habituel continue.

En réalité, la période propre de l'oscillateur est supérieure à la durée d'une trame. Le déclenchement est provoqué par une impulsion de synchronisation qui induit une pointe de tension négative dans l'enroulement de base. Pour que l'oscillateur soit sensible à ces impulsions pendant un temps minimal, il faut que la pente de l'exponentielle qui représente la tension aux bornes de C_1 soit encore assez élevée au moment du déclenchement. Cela est obtenu si le potentiel V_A est suffisamment négatif (fig. 8-17).

La durée d'une oscillation complète est sensiblement égale à celle de la période de blocage du transistor, car la période de conduction est toujours courte.

Ainsi, la variation de la période propre de l'oscillateur en fonction de la température dépend :

— du courant de saturation des jonctions émetteur-base et collecteur-base qui accélèrent la décharge de C_1,

— de la variation du potentiel de déblocage V_{EB} du transistor. L'influence de ce dernier facteur est faible si le potentiel V_A est suffisamment négatif.

La variation de période propre avec le courant de saturation est compensée par la thermistance Th_1, en série dans l'enroulement collecteur. En effet, le courant de crête dans l'inductance collecteur, à la fin de la période de conduction, dépend de la valeur de cette thermistance. Lorsque la température s'élève, la résistance diminue, le courant crête augmente ainsi que la surtension U_C aux bornes de l'enroulement entraînant l'augmentation du potentiel de charge de C_1 (n^2 U_C). Cela compense l'augmentation du courant de décharge par le courant de saturation. Le rapport de transformation entre l'enroulement collecteur et l'enroulement de base est d'environ 4. L'enroulement tertiaire ne comporte que quelques spires.

Le condensateur d'intégration C_2 se charge pendant l'aller à travers le transistor *n-p-n* TR 2 qui joue le rôle de dispositif à courant constant. La

diode D est alors bloquée, car son anode se trouve portée au potentiel du pôle négatif de l'alimentation et sa cathode à un potentiel supérieur. Le courant de charge, donc l'amplitude, est ajusté par le potentiomètre P_2 qui règle le potentiel de base de TR 2. La thermistance Th_2 compense la variation d'amplitude due aux variations des paramètres du transistor de sortie et à celle de la capacité du condensateur d'intégration avec la température.

En effet, lorsque la température s'élève, le potentiel émetteur-base de TR 2 augmente, entraînant le courant de charge de C_1. Donc, l'amplitude tend à augmenter.

Le condensateur se décharge pendant le retour à travers la diode D et le transistor oscillateur. Pour que cette décharge soit rapide, il faut que la

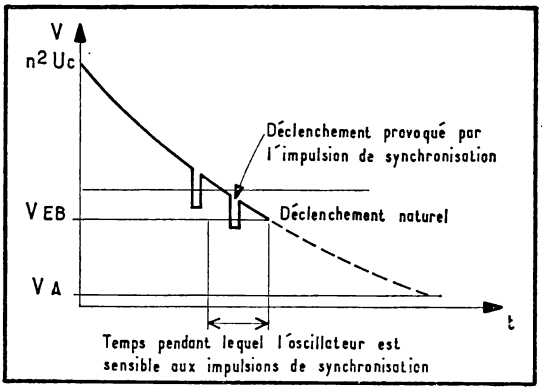


Fig. 8-17. — Tension entre base et émetteur du transistor oscillateur pendant l'aller.

résistance dynamique de la diode et celle du condensateur soient faibles. On a vu qu'il fallait employer une diode à pointe or. En ce qui concerne le condensateur, il a été choisi un électrochimique au tantale. C'est un modèle coûteux, mais avec une résistance série et un coefficient de température très faibles.

Par ailleurs, la liaison avec le transistor final étant directe, il est nécessaire que la tension aux bornes du condensateur d'intégration à la fin de la décharge soit très réduite. En effet, cette tension est égale à la tension de base au début de l'aller. Si elle est trop élevée, il n'est plus possible d'explorer la partie inférieure de la droite de charge de l'étage final. De plus, à amplitude égale, le courant moyen est augmenté, ce qui n'est pas souhaitable.

Pour remplir cette condition, on connecte en série avec la diode un troisième enroulement du transformateur. A ses bornes apparaît au début de l'aller une différence de potentiel proportionnelle à la surtension du collecteur U_C. Elle vient compenser la tension de déchet de la diode et du transistor. Cette compensation se règle à l'aide de la résistance d'amortissement R_3, dont dépend la valeur de U_C. Elle dépend aussi de la thermistance Th_1. On réalise ainsi une compensation des variations de V_{EB} du transistor de sortie avec la température.

L'étage de sortie est monté en classe A avec couplage au déviateur par

inductance et capacité. La correction de linéarité s'effectue en renvoyant sur la base du transistor à courant constant des signaux paraboliques obtenus par intégration du potentiel collecteur du transistor final (P_3 — 1 kΩ — 25 μF). Une seconde correction est prévue entre les émetteurs du transistor de puissance et du transistor de liaison (180 Ω — 250 μF).

La résistance R_4 réalise un précadrage électrique et absorbe pendant le retour une partie de l'énergie emmagasinée dans les bobines de déviation. Elle soulage d'autant le transistor.

2. Schémas « Radiotechnique »

2. 1. *BASE DE TEMPS A OSCILLATEUR BLOQUÉ.*

Le schéma complet du circuit de déviation verticale est donné par la figure 8-18. Il est très peu différent de celui objet de l'étude du paragraphe précédent. Il est utilisable pour un tube 110° avec une tension d'accélération de 17 kV.

L'oscillateur bloqué est équipé d'un transistor AC 128. La fréquence est fixée par le circuit de base et peut être modifiée par le potentiomètre P_1. La diode D1 élimine les surtensions de commutation qui pourraient endommager le transistor. La dent de scie de balayage apparaît aux bornes de l'ensemble de condensateurs C. Ils se chargent à travers R. Le potentiomètre P_2 permet de régler l'amplitude du signal. Puis, les condensateurs C se déchargent à travers la diode D2, le premier transistor et l'enroulement S_3

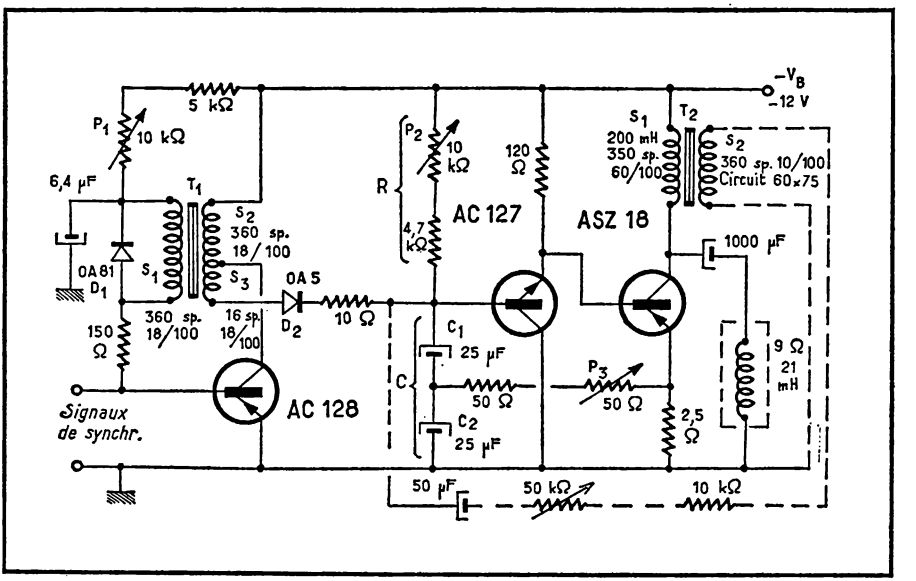


Fig. 8-18. — Schéma du circuit de déviation verticale Radiotechnique utilisant un oscillateur bloqué.

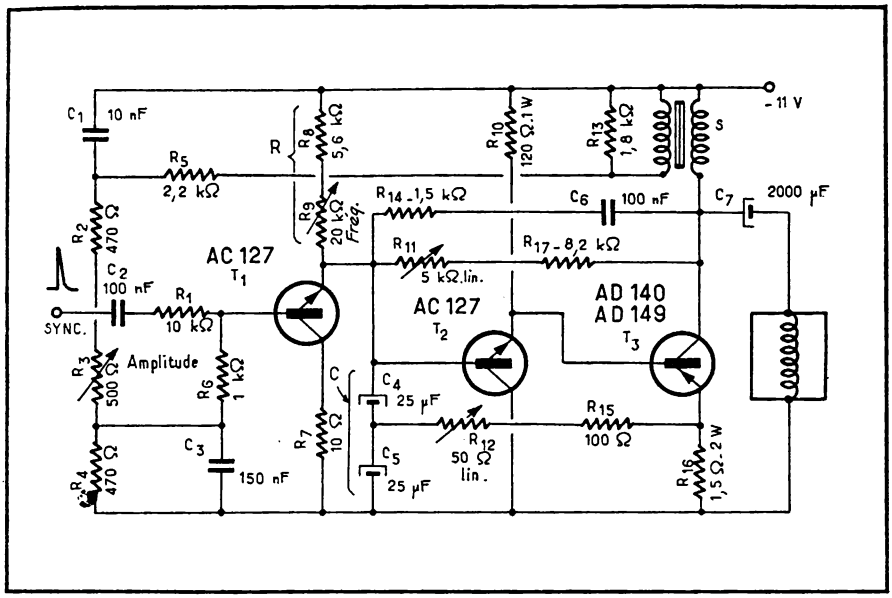


Fig. 8-19. — Schéma de la base de temps verticale à multivibrateur (Radiotechnique).

du transformateur T1. Aux bornes de cet enroulement apparaît une tension V_o de 0,5 V, au début de l'aller du balayage. A ce moment $V_{b3} = 0$, c'est une condition nécessaire pour que le courant collecteur du dernier transistor ait une valeur très réduite au début de l'aller du balayage, donc une valeur moyenne minimale.

L'étage de liaison est classique et n'appelle pas de commentaire.

Un bon contrôle de la tension de retour permet de maintenir conducteur le transistor final pendant une grande partie du temps de retour du balayage. Dans ces conditions, aucun élément limiteur n'est nécessaire.

Le potentiomètre P3 permet de régler la linéarité. Il se trouve dans le circuit de correction qui renvoie une partie des signaux prélevés sur l'émetteur du transistor final sur la base de l'étage de liaison. Un second circuit en pointillés est facultatif. Il assure une réaction positive, réduisant la non linéarité à une valeur inférieure à 2 %.

Les bobines de déviation ont une résistance de 9 Ω, pour une inductance de 21 mH.

2. 2. *BASE DE TEMPS A MULTIVIBRATEUR OU AUTO-OSCILLATRICE.*

Le schéma complet de la base de temps auto-oscillatrice étudiée par *La Radiotechnique* est donné sur la figure 8-19. Le schéma synoptique montrant le fonctionnement du balayage auto-oscillateur est exposé sur la figure 8-20. Il s'agit de l'application pratique du montage théorique examiné précédemment page 169 (fig. 8-8).

L'étage de liaison et l'étage de sortie ont un schéma très voisin de celui de la réalisation précédente, seul l'étage oscillateur est différent.

L'inductance d'arrêt chargeant le collecteur de l'étage final est remplacée par un transformateur dont le secondaire renvoie des impulsions vers la base du transistor oscillateur.

Le retour commence au moment où la tension de l'émetteur de T1 devient égale à la tension sur la base. Le transistor devient conducteur, C_4 et C_5 sont déchargés. En un temps relativement court, la tension aux bornes des condensateurs s'annule. Le courant collecteur du transistor final T3 s'annule également. Une tension de crête négative est appliquée sur le

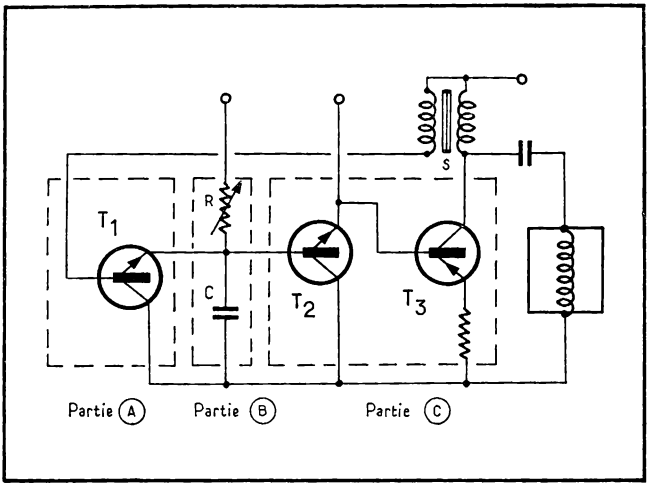


Fig. 20. — Schéma synoptique d'une base de temps à multivibrateur.

collecteur T3 provenant des bobines. En conséquence, elle induit une impulsion positive dans le second enroulement de la bobine d'arrêt (S).

Cette impulsion annule la tension de base de T1. Le courant collecteur est bloqué lorsque C_4 et C_5 sont déchargés à une valeur égale à la tension de coude du transistor.

A la fin de la période de retour, la tension résiduelle aux bornes de C_4 et C_5 est égale à la tension de coude de T1. Un circuit de compensation R_{14}-C_6 différentie l'impulsion de retour au collecteur du transistor de sortie et l'applique sous forme d'une impulsion positive aux bornes de C_4-C_5 à la fin de la période de retour. Ainsi, cette impulsion permet la décharge complète des condensateurs et le courant de maintien du transistor final devient négligeable.

Puis, les condensateurs C_4-C_5 sont chargés à travers R_8-R_9, l'émetteur de T1 devient négatif, ce qui bloque le transistor, et une nouvelle période de balayage commence.

La commande d'amplitude est effectuée par la variation de la tension de base de T1 à l'aide de R_3. Ce réglage influence également la fréquence

libre du circuit ; il convient de faire attention à cette interdépendance des réglages lors de la mise au point du téléviseur.

Le réglage de la fréquence d'oscillation s'effectue par R_9 faisant partie du circuit R-C (C_4-C_5-R_8-R_9).

La commande de linéarité se trouve sur le circuit de correction classique (R_{11}).

Par induction, des impulsions de retour horizontales se trouvent aux bornes des bobines verticales. Il ne faut pas qu'elles viennent perturber le fonctionnement de la base de temps. Ces impulsions horizontales sont éliminées par des filtres R-C (R_5-C_1 et R_2-C_3) et amorties par R_{13}.

3. Etude « Sescosem »

Le schéma complet de la base de temps verticale est donné sur la figure 8-21. Il comprend : un oscillateur bloqué, un étage de liaison et un étage de sortie.

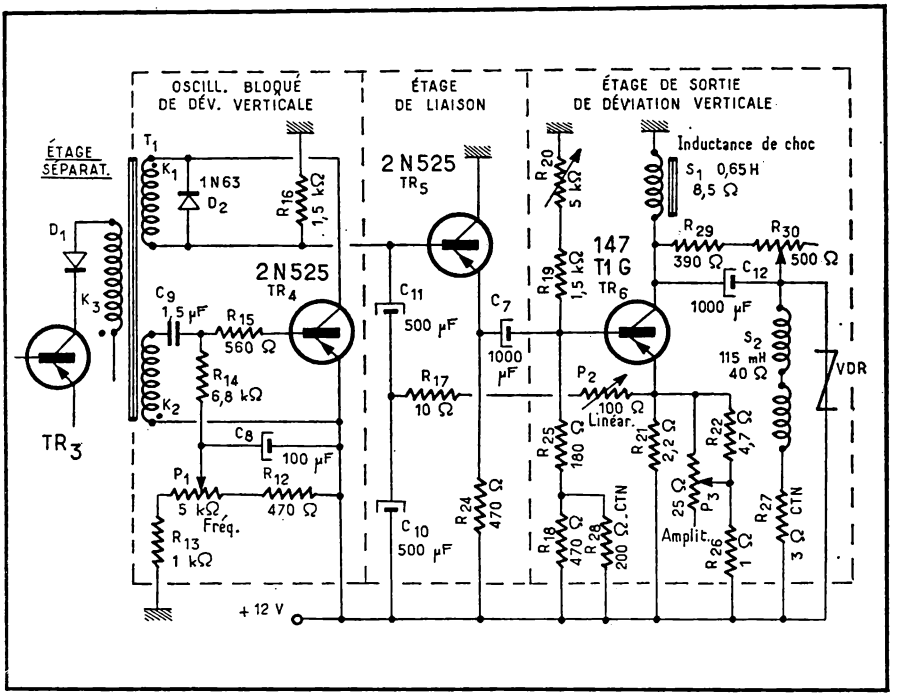


Fig. 8-21. — Schéma de la base de temps verticale Sescosem. **Les points représentent le début de chaque enroulement constituant T1.**

Ce schéma est classique, mais il comporte quelques particularités. On a surtout voulu montrer la forme du signal ou du courant en différents points caractéristiques, afin d'illustrer les explications théoriques précédentes.

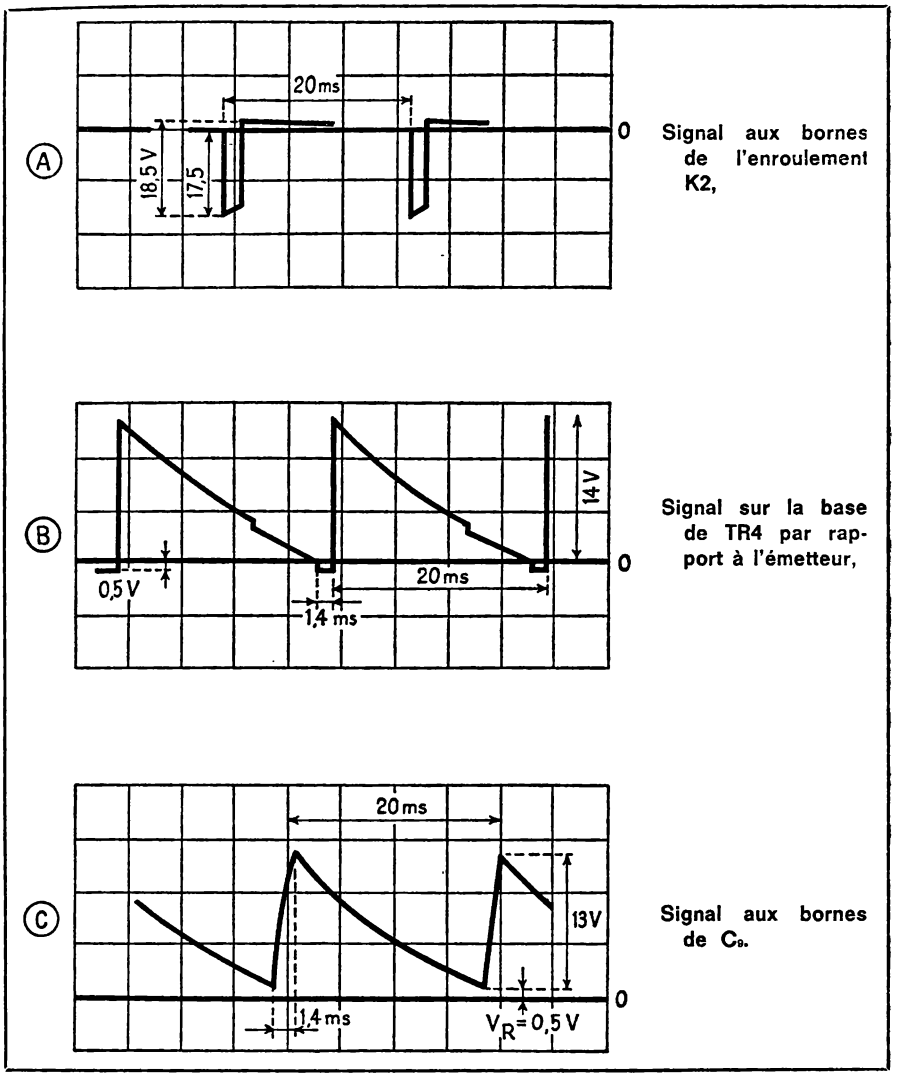


Fig. 8-22. — Etage oscillateur bloqué. Formes du signal relevé.

3. 1. *ÉTAGE OSCILLATEUR BLOQUÉ.*

Le transistor oscillateur TR 4 conduit pendant 1,4 ms (t_1) et reste bloqué pendant 18,6 ms (t_2), la période de récurrence étant de 20 ms (50 Hz).

L'entretien des oscillations est assuré par la réaction mutuelle des enroulements K_1 et K_2 du transformateur T_1. L'enroulement K_3 transmet les impulsions de synchronisation verticale qui asservissent l'oscillateur bloqué.

La figure 8-22 donne la forme du signal relevé aux bornes de l'enroulement K_2 (A), sur la base de TR 4 par rapport à l'émetteur (B), aux bornes

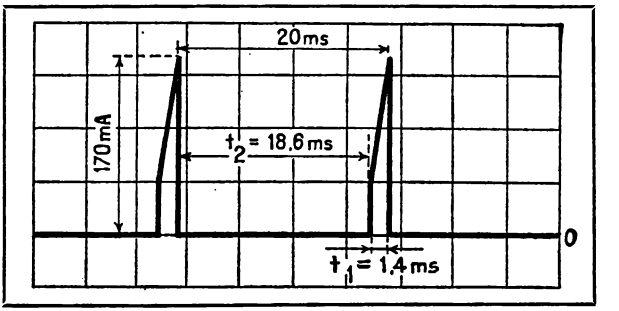


Fig. 8-23. — **Forme du courant collecteur de TR4, relevée aux bornes d'une résistance de 1 Ω intercalée en série.**

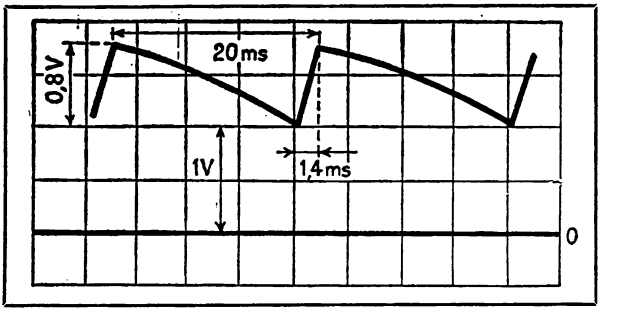


Fig. 8-24. — **Signal appliqué entre base et masse du transistor TR5.**

du condensateur oscillateur C_9 (C). On voit l'impulsion de synchronisation se transformer en dent de scie.

Pendant le temps t_1 (1,4 ms), le transistor débite un courant collecteur (fig. 8-23) fourni par la décharge des condensateurs C_{10} et C_{11}. Pendant le temps t_2 (18,6 ms), le transistor ne débite plus et les capacités C_{10} et C_{11} se rechargent à travers R_{16}.

La charge et la décharge successives des condensateurs considérés fournit la tension en forme de dent de scie destinée à l'attaque du transistor de l'étage de liaison TR 5. La figure 8-24 donne la forme du signal entre base et masse de TR 5.

Le potentiomètre P_1 assure le réglage de la fréquence de l'oscillateur bloqué. La diode D2 absorbe la surtension aux bornes de K_1 lors de la coupure du courant collecteur de TR 4.

Dans cette étude, le transformateur T_1 est calculé de façon que l'induction du circuit magnétique demeure toujours au-dessous de la saturation. Un tel fonctionnement conduit à réaliser un transformateur dont l'encombrement est acceptable dans un téléviseur à grand écran alimenté par le secteur. Il n'en est pas de même pour un téléviseur portatif à petit écran, de poids et de volume réduits. On est conduit à prévoir un deuxième type d'oscillateur bloqué dans lequel à partir d'un certain moment le circuit magnétique du transformateur arrive à saturation. On peut ainsi réduire, dans des proportions appréciables, le volume du circuit magnétique. Le schéma doit être légèrement modifié en ce qui concerne l'étage oscillateur bloqué (fig. 8-25).

A titre de comparaison, le transformateur non saturé est construit sur un circuit magnétique de 44 × 36 × 14 mm en tôle de 1,6 W/kg. C'est un

circuit classique dont les dimensions ne sont pas excessives pour un téléviseur à grand tube.

Pour le transformateur saturé, on a voulu construire le plus petit transformateur possible se logeant facilement dans un téléviseur portatif. Les circuits les plus petits sont à grains orientés en double C. C'est le type DO. 6 qui a été choisi : largeur 6,4 mm, épaisseur 6,4 mm, longueur 26,6 mm, poids 16,9 g. On sait que ces tôles admettent une induction beaucoup plus élevée avant la saturation que les circuits ordinaires. Mais, par suite de ses faibles dimensions, le circuit double C est bien saturé dans ce circuit.

3. 2. *ÉTAGE DE LIAISON.*

La tension en dent de scie fournie par l'étage oscillateur bloqué est appliquée directement à la base du transistor de liaison TR 5. Ce transistor, monté en collecteur commun, présente une impédance d'entrée élevée et une faible impédance de sortie nécessaire à l'attaque du transistor de sortie TR 6. Le gain en tension de l'étage est très peu inférieur à l'unité à condition d'utiliser un transistor dont le β soit suffisamment grand.

3. 3. *ÉTAGE DE SORTIE.*

La tension en dent de scie fournie par l'étage de liaison est appliquée à la base du transistor de sortie TR 6. La figure 8-26 montre la forme du signal sur les électrodes de ce transistor, par rapport à la masse : en A sur la base, en B sur l'émetteur et en C sur le collecteur.

La forme du courant traversant les bobines de déviation verticale est donnée sur la figure 8-27. On voit qu'elle n'est pas parfaitement linéaire et se présente selon une forme en « S » atténuée afin de corriger « l'effet de bords » du tube cathodique.

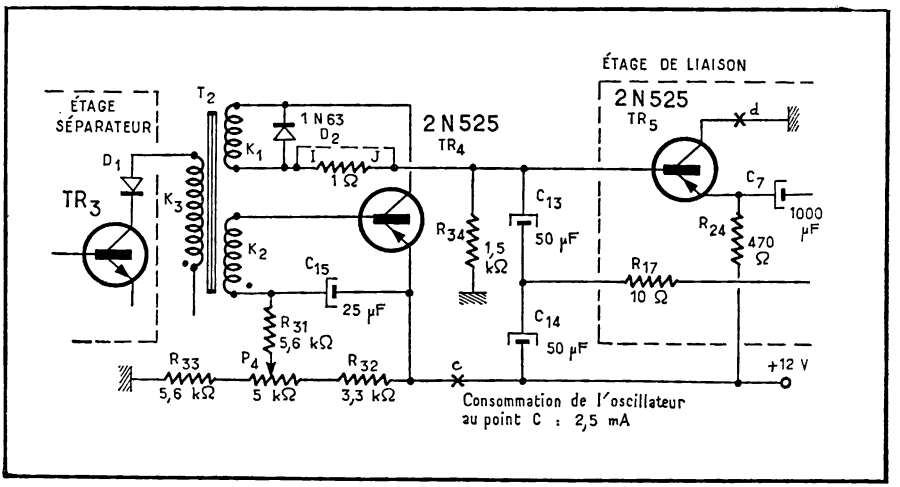
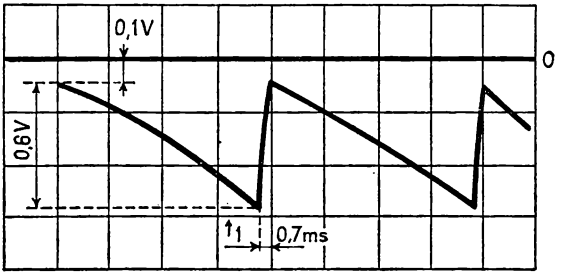


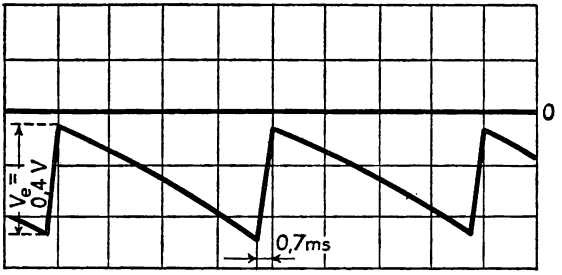
Fig. 8-25. — Schéma de l'oscillateur bloqué à transformateur saturé Sescosem. **Les points représentent le début de chaque enroulement constituant T2.**

Fig. 8-26. — Forme du signal relevé sur les électrodes du transistor de sortie par rapport à la masse :

sur la base,



sur l'émetteur,



sur le collecteur.

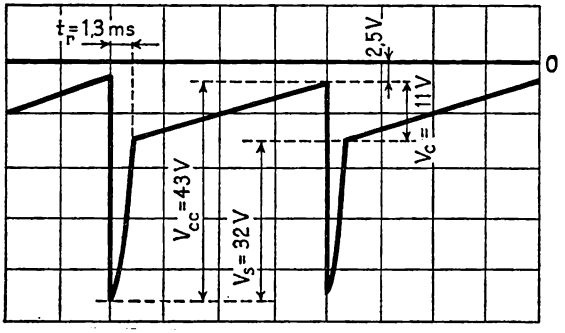
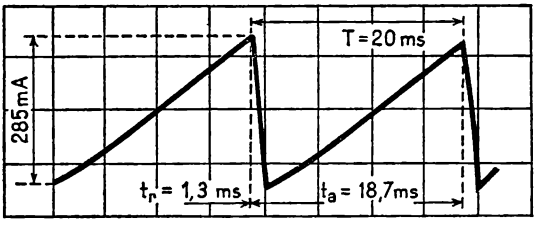


Fig. 8-27. — Forme du courant traversant les bobines de déviation.



Le transitor TR 6 fonctionne en classe A. Le courant de repos du collecteur est réglé à 160 mA, par l'intermédiaire du pont de base : R_{25}, R_{28}, R_{18}, R_{19} et R_{20}. La résistance ajustable R_{20} assure un réglage facile. La thermistance R_{28} de 200 Ω permet de conserver le courant moyen du collecteur constant pour des variations de température ambiante comprises entre 0°C et + 55°C. On a ainsi une linéarité de l'image stable dans cette zone de températures. Le corps de la thermistance est fixé directement contre l'ailette de refroidissement du transistor TR 6, à 1 cm environ de son boîtier.

Afin d'obtenir un bon rendement de l'étage, la valeur de l'inductance S_1 doit être grande par rapport à l'inductance des bobines de déviation. La résistance de l'enroulement doit rester faible, afin de ne pas avoir une chute de tension trop importante à ses bornes.

L'inductance S_1 a une valeur de 0,65 H pour une résistance de 8,5 Ω.

Les bobines de déviation ont une inductance de 0,115 H et une résistance de 43 Ω. Il faut remarquer que la résistance des bobines, dans cette étude, est du même ordre de grandeur que dans les téléviseurs à tubes ; elle est plus importante que celle adoptée dans les schémas étudiés précédemment.

Le circuit de linéarité est formé par R_{17} et P_2, Le potentiomètre P_2 permet de régler la linéarité en accentuant plus ou mions la correction en « S ».

Le potentiomètre P_3 règle l'amplitude du balayage.

La résistance VDR, branchée aux bornes des bobines de déviation amortit la surtension pendant le temps de retour. La valeur de cette résitance diminue au fur et à mesure que la tension à ses bornes augmente. Elle présente une résistance de 12 kΩ à 12 V, 1800 Ω à 18 V, 300 Ω à 30 V 50 Ω à 50 V.

La tension crête relevée entre masse et collecteur de TR 6 est de 43 V avec la résistance VDR et 84 V sans résistance d'amortissement. Cette tension est particulièrement élevée par suite de l'impédance relativement importante des bobines. L'étage fonctionne ainsi avec une sécurité accrue.

La valeur de la résistance des bobines de déviation verticale est très différente selon les auteurs. Le calcul théorique donne une valeur optimale de 20 Ω pour 12 V d'alimentation et de 40 Ω pour 18 V. Certaines études envisagent une tension d'alimentation de 50 V et l'emploi d'un transformateur de sortie adaptant l'impédance de charge du transistor (450 Ω) aux bobines. Cette solution permet de se rapprocher du rendement maximal théorique (50 %).

D'autres adaptent les impédances en remplaçant l'inductance de choc par un autotransformateur.

Toutes ces recherches ont pour but d'augmenter le rendement de l'étage de sortie, sans surcharger le transistor de puissance. On améliore en même temps la fiabilité de l'appareil.

D'autres schémas avec des transistors de puissance au germanium et au silicium admettant une tension de V_{CB} de 60 à 185 V sont décrits au cours du chapitre XI.

CHAPITRE 9

La base de temps horizontale

I. CONSIDÉRATIONS THÉORIQUES SUR LE BALAYAGE HORIZONTAL

1. Schéma synoptique d'une base de temps horizontale

Ce schéma est donné par la figure 9-1. Les impulsions de synchronisation horizontale en provenance de l'étage différentiateur sont appliquées au comparateur de phase. Ce circuit fournit une tension d'erreur proportionnelle en

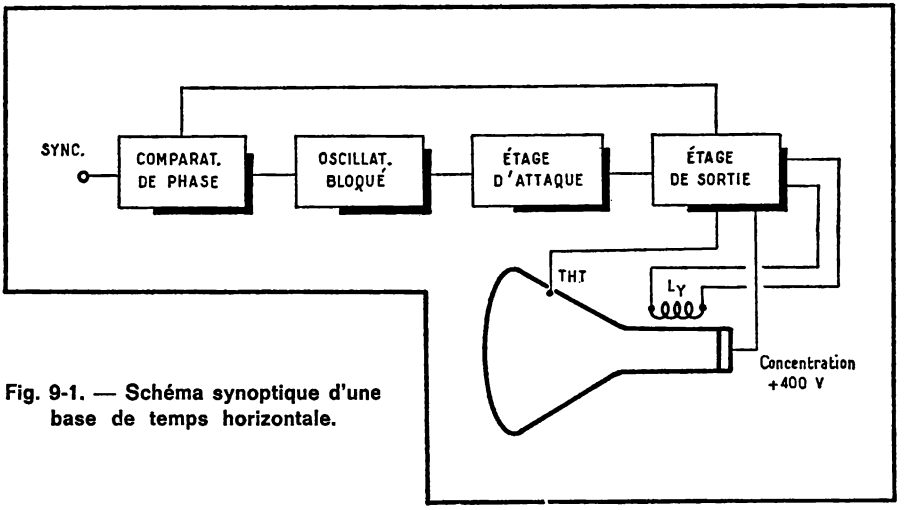


Fig. 9-1. — Schéma synoptique d'une base de temps horizontale.

grandeur et en signe au déphasage entre l'impulsion de retour produite par l'étage final et l'impulsion de synchronisation. Cette tension commande la fréquence propre de l'oscillateur.

L'oscillateur doit fournir une impulsion de durée légèrement supérieure au temps de retour et dont la fréquence de récurrence corresponde à la valeur fixée par les normes du standard considéré. Les valeurs courantes

sont : durée 9 à 12 µs, fréquence 20 475 Hz en 819 lignes et 15 625 Hz en 625 lignes. Il est indispensable que ces paramètres soient aussi indépendants que possible de la température, de la tension d'alimentation et des éléments actifs ou passifs du montage. Le type d'oscillateur le plus couramment utilisé est l'oscillateur bloqué. Il est possible de prévoir d'autres montages tels que les multivibrateurs.

On adopte généralement le comparateur de phase suivi d'un oscillateur bloqué pour des raisons de stabilité, en plus de son fonctionnement satisfaisant lors de la réception des signaux faibles à grande distance.

En effet, si l'oscillateur est désynchronisé, sa fréquence libre diminuc et le transistor de puissance surchargé risque d'être détruit. Tandis qu'avee un comparateur de phase, en l'absence de signaux de synchronisation la tension d'erreur est nulle et l'oscillateur bloqué est maintenu à la valeur correcte de la fréquence d'oscillation.

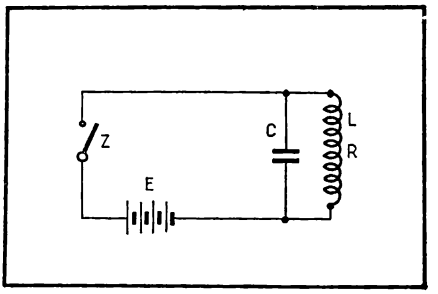


Fig. 9-2. — Schéma théorique du circuit de déviation magnétique.

L'étage d'attaque amplifie le signal produit par l'oscillateur de façon à fournir la tension d'excitation convenable à l'étage de sortie.

L'étage de sortie assure la formation d'une dent de scie de puissance voulue dans les bobines de déviation horizontale. C'est cet étage qui, en ce moment, est le plus difficile à réaliser, avec toute la fiabilité désirable. C'est par lui que doit débuter l'étude d'une base de temps horizontale.

2. Principe du circuit de déviation horizontale

Certes, il s'agit de produire un champ magnétique variant linéairement avec le temps, puis retournant rapidement à sa valeur initiale tout comme pour le circuit de déviation verticale. Le principe de base reste le même, mais sa réalisation est différente par suite des fréquences mises en jeu.

Le balayage vertical doit dévier le spot 50 fois par seconde, tandis que, pour le balayage horizontal, il s'agit de 20 475 fois en 819 lignes et de 15 625 fois en 625 lignes, toujours par seconde.

L'oscillateur de la base de temps verticale produit la dent de scie qui est amplifiée et appliquée aux bornes des bobines de déviation avec la puissance voulue.

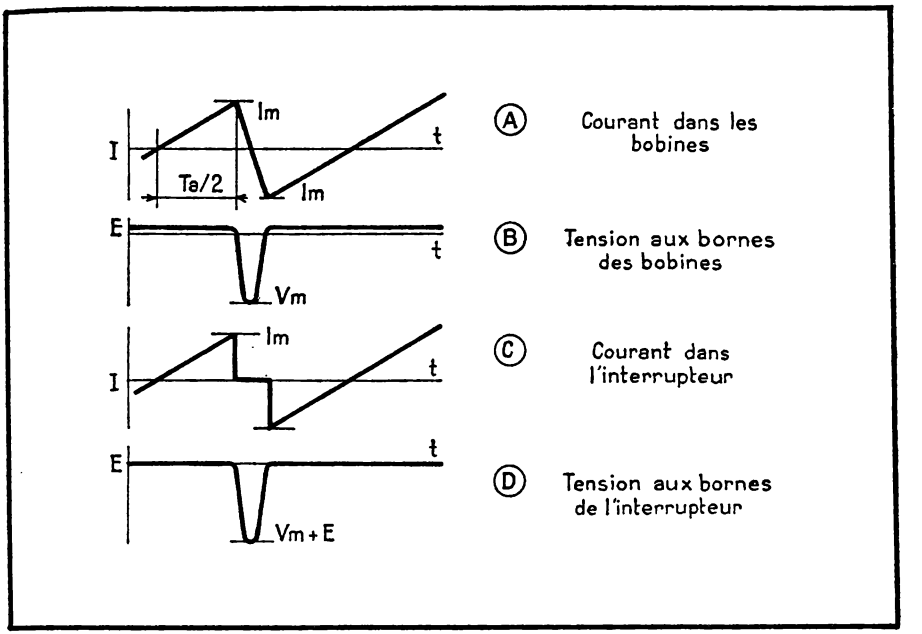


Fig. 9-3. — Variations du courant et de la tension dans les bobines et dans l'interrupteur au cours du balayage.

L'oscillateur de la base de temps horizontale fournit un signal de durée voulue qui bloque et débloque le transistor de l'étage de sortie. Celui-ci se comporte comme un interrupteur, le plus parfait possible, qui applique ou coupe une tension aux bornes des bobines de déviation. On voit que les solutions à envisager sont assez différentes et il convient de les analyser avec soin.

Le champ magnétique doit varier linéairement avec le temps pendant l'« aller » du balayage t_a, puis revenir rapidement à sa valeur initiale, en un temps t_r de « retour ».

Ce champ est produit à l'aide des bobines de déflexion horizontale dont la constante de temps L/R est grande devant la durée du balayage t_a. Le courant dans ces bobines doit, évidemment, suivre la même loi de variation que le champ. Le circuit schématisé est représenté sur la figure 9-2. Il comprend les bobines d'inductance L et de résistance R, la capacité de récupération C, la source d'alimentation E et le transistor interrupteur Z.

Son fonctionnement est le suivant (fig. 9-3) :

— A l'origine, le courant dans les bobines est nul et l'interrupteur est ouvert.

— On ferme l'interrupteur. La tension E est appliquée aux bornes des bobines. Le courant it croît linéairement suivant la loi : $it = Et/L$. R est supposé négligeable puisque $L/R \geqslant t_a$.

— A la fin de la période « aller », le courant a atteint sa valeur maximale $I_m = E_{ta}/2\ L$, et on ouvre l'interrupteur.

— Le circuit L-C commence à osciller librement. Au bout d'un quart de période de cette oscillation, l'énergie est transférée dans le condensateur aux bornes duquel apparaît une tension V_m telle que : $1/2\ LI_m^2 = 1/2\ CV_m^2$.

— Au bout d'une demi-période, l'énergie se retrouve à nouveau dans la bobine et le courant qui la parcourt est égal à $-I_m$.

— Si on referme l'interrupteur à cet instant, le courant décroît linéairement, en valeur absolue, avec la même pente que précédemment et l'énergie est restituée à la batterie. Puis, le courant recommence à croître jusqu'à la valeur I_m et le cycle continue.

En pratique, l'interrupteur est constitué par une diode en parallèle avec un transistor, selon le schéma de la figure 9-4. La diode devient automatiquement conductrice à la fin du retour. Elle fournit l'alternance négative du courant de balayage. Le transistor qui fournit l'alternance positive doit donc être saturé (conducteur) pendant la seconde moitié de l'aller et bloqué au début du retour. Il est débloqué à nouveau à un instant quelconque, entre la fin du retour et le milieu de l'aller.

On peut suivre l'évolution du courant et de la tension dans les bobines et dans l'interrupteur sur les courbes de la figure 9-3 qui illustrent cette explication. En *a*, le courant dans les bobines est bien en dents de scie. En *b*, on note la surtension aux bornes des bobines lors du retour du spot. En *c*, on voit le courant dans l'interrupteur lorsqu'il est fermé et ouvert. En *d*, la tension aux bornes de l'interrupteur est bien entendu nulle lorsqu'il est fermé et maximale lorsqu'il est ouvert. On constate que le courant va de la source vers les bobines pendant la moitié du temps et dans le sens inverse pendant l'autre moitié. Si on néglige les pertes, ce circuit fonctionne sans consommer d'énergie.

La figure 9-5 donne la forme et la durée de l'impulsion à appliquer sur la base du transistor de sortie.

Il est théoriquement possible d'utiliser le transistor en interrupteur bilatéral, c'est-à-dire conduisant le courant dans les deux sens. La diode pourrait alors être supprimée. Toutefois, le rendement d'un tel circuit est moins bon et le transistor doit être débloqué de façon très précise à la fin du retour. L'impulsion de blocage doit avoir une durée rigoureusement fixe. Avec le schéma à diode, cette durée n'est pas critique.

Jusqu'à présent, les différentes sources de pertes ont été négligées. Il faut cependant en tenir compte. Elles peuvent se classer en trois catégories :

— pertes dans les éléments passifs : bobines, condensateurs, connexions ;

— pertes dans le transistor, à l'aller, du fait de la résistance de saturation, et pendant la coupure ;

— énergie consommée pour la production de la T.H.T. d'accélération du tube image et par la production des tensions d'alimentation auxiliaires. Ce circuit est étudié par la suite.

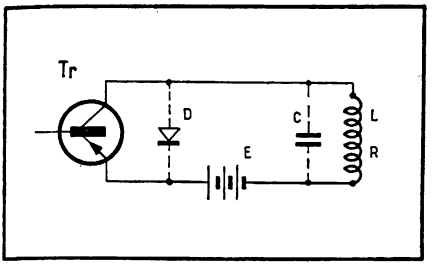


Fig. 9-4. — Schéma théorique du circuit de déviation avec transistor et diode.

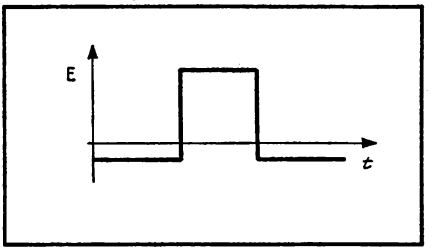


Fig. 9-5. — Impulsion appliquée sur la base du transistor de sortie.

Puisqu'il y a des pertes dans le circuit, le courant collecteur crête du transistor est supérieur au courant diode. La dent de scie devient dissymétrique par rapport à l'axe des temps. Le temps de conduction du transistor devient supérieur au temps de conduction de la diode. L'énergie dissipée par la batterie est supérieure à celle récupérée. La batterie fournit en définitive une certaine puissance.

3. Caractéristiques de l'étage de sortie

Les tubes destinés aux téléviseurs portables jusqu'à 31 cm et 90° nécessitent une énergie de 1 mJ. Les tubes de 61 cm - 110° alimentés sous 16 kV ont besoin de 1,8 mJ pour dévier complètement le spot. Un même tube sous 20 kV demande 2,2 mJ. Ces tubes sont réservés aux téléviseurs d'appartement alimentés par le secteur.

Connaissant la valeur de l'énergie nécessaire au tube choisi, il faut déterminer les différents paramètres de l'étage de sortie. Ce sont :

— la valeur de la tension d'alimentation de l'étage,

— l'inductance des bobines de déviation,

— la puissance dissipée au collecteur du transistor de sortie en fonction de son temps de coupure,

— la valeur maximale de la surtension lors du retour du spot.

Et ceci pour les différents standards reçus.

En tenant compte d'une marge de sécurité normale pour assurer la fiabilité de l'étage, on choisit le transistor qui convient. L'établissement du schéma s'effectue alors sans difficulté.

Les abaques suivants permettent de déterminer les différentes options à prendre.

La figure 9-6 donne l'intensité de crête dans le déflecteur en fonction de son inductance pour les différents tubes cathodiques.

La figure 9-7 permet de choisir la tension d'alimentation de l'étage de sortie en fonction de l'inductance du déflecteur pour les différents tubes

cathodiques pour le standard 819 lignes avec un temps de conduction de 22 µs, et pour le standard 625 lignes avec un temps de conduction de 28,6 µs.

La figure 9-8 donne la valeur de la capacité de récupération pour des temps de retour compris entre 6 µs et 13 µs et pour les différentes valeurs d'induction des bobines.

La figure 9-9 permet de connaître la puissance dissipée au collecteur du transistor de sortie pour différents temps de coupure, aussi bien pour le standard 819 lignes (temps de retour 8 µs) que pour le standard 625 lignes (temps de retour 12 µs).

Enfin, la figure 9-10 donne la valeur de la surtension en fonction de la tension d'alimentation et pour différents temps de retour en standard 625 lignes et en standard 819 lignes. Ces courbes, tracées théoriquement, correspondent en 625 lignes aux valeurs mesurées. En 819 lignes les surtensions mesurées sont légèrement inférieures aux valeurs théoriques. En

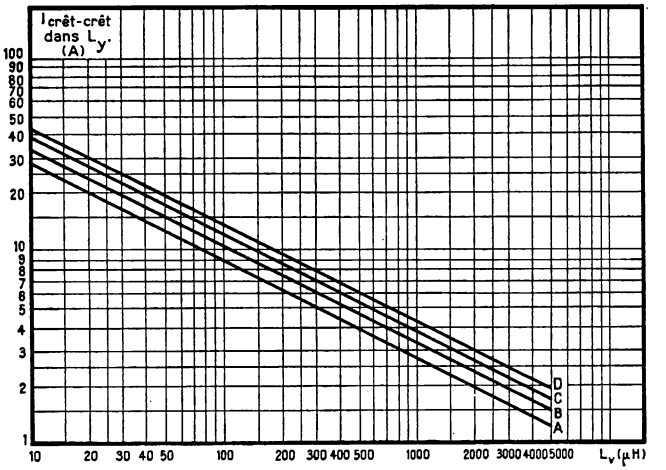


Fig. 9-6. — Intensité crête-crête dans le déflecteur en fonction de l'inductance de ce dernier, pour différents tubes cathodiques. A : W = 1 mj, 90°, 12 kV. B : W = 1,3 mj, 90 °, 15 kV. C : W = 1,8 mj, 110°, 16 kV. D : W = 2,2 mj, 110°, 20 kV (Sescosem).

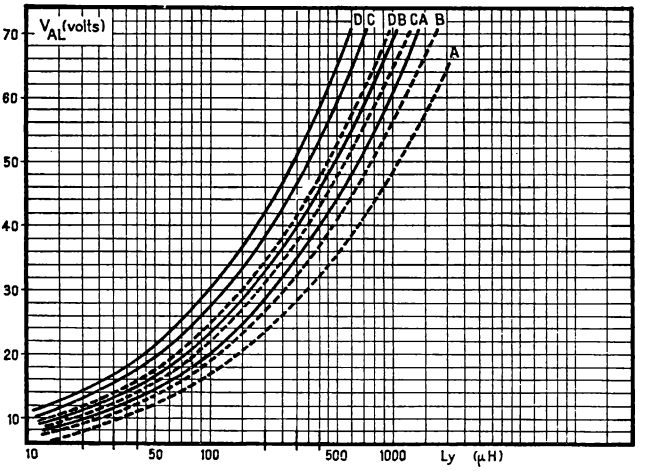


Fig. 9-7. — Valeur de la tension d'alimentation V_{AL} en fonction de l'inductance du déflecteur pour différents tubes cathodiques. Résistance totale du circuit de déviation : 0,1 Ω. Temps de conduction : t_c = 22 µs en 819 lignes (traits pleins) ; t_c = 28,6 µs en 625 lignes (traits pointillés). A, B, C et D sont de mêmes caractéristiques que dans la figure 9-6.

effet, les formules ne tiennent pas compte de tous les éléments qui peuvent intervenir dans une base de temps.

Le pouvoir de coupure s'exprime en VA, c'est le produit de la valeur maximale de la surtension donnée par ces courbes (fig. 9-10), par l'intensité crête maximale dans le collecteur, ou dans la bobine ce qui est équivalent (fig. 9-6).

On voit que pour une tension d'alimentation de 12 V, en 819 lignes, l'inductance peut être comprise entre 20 µH pour le tube nécessitant l'énergie la plus grande et 50 µH pour le plus petit tube. En 625 lignes cette inductance est comprise entre 30 µH et 70 µH (fig. 9-7).

Si on désire employer une inductance plus élevée pour les bobines, vers 200 µH, il faut augmenter la tension d'alimentation jusqu'à 40 V.

L'intensité crête dans le déflecteur est comprise entre 16 et 25 A pour

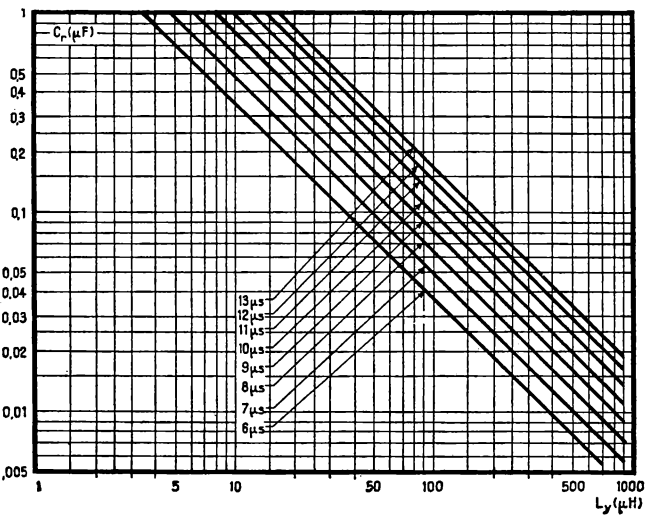


Fig. 9-8. — Valeur de la capacité de récupération C_r en fonction du déflecteur L_y pour différentes valeurs du temps de retour (Sescosem).

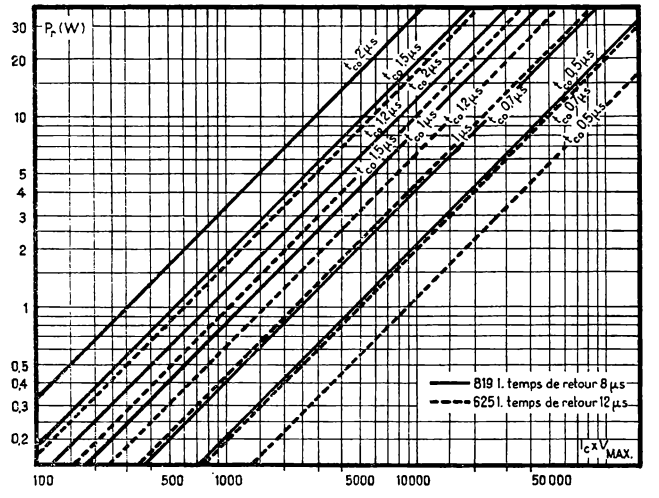


Fig. 9-9. — Puissance dissipée au collecteur de TR4 pendant le retour pour différents temps de coupure t_{co}. En trait plein : 819 lignes, temps de retour 8 µs ; en pointillé : 625 lignes, temps de retour 12 µs (Sescosem).

une inductance de 30 µH. Elle n'est plus que de 6 à 10 A pour une inductance de 200 µH (fig. 9-6).

On remarquera toute l'importance du temps de coupure du transistor de sortie sur la puissance dissipée au collecteur de ce transistor (fig. 9-9). Si on sait fabriquer un transistor ayant un temps de coupure de 0,5 µs, la puissance dissipée à son collecteur est beaucoup plus faible que si son temps de coupure n'est que de 2 µs. Ce point est très important et on voit qu'il ne doit pas être négligé.

Prenons, par exemple, un circuit dont le pouvoir de coupure doit être de 2000 VA pour un tube de 61 cm - 110° à 17 kV. La puissance au collecteur pour un temps de coupure de 0,5 µs est de 0,25 W en 625 lignes et 0,52 W en 819 lignes. Si, maintenant, le temps de coupure est de 2 µs, la puissance au collecteur atteint 3,5 W en 625 lignes et 7 W en 819 lignes, soit environ 15 fois plus.

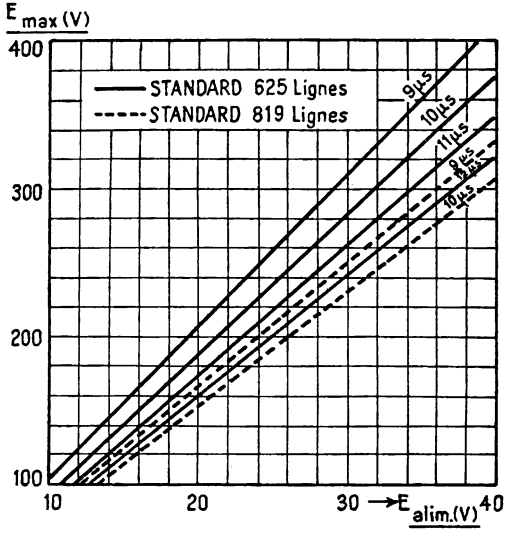


Fig. 9-10. — Valeur de la surtension en fonction de la tension d'alimentation et pour différents temps de retour en standard 625 lignes et en standard 819 lignes (Vidéon).

Voyons maintenant ce que nous donnent les transistors existant sur le marché. On rencontre d'abord les transistors au germanium dont la tension maximale de service V_{CE} est de l'ordre de 160 V pour une intensité collecteur I_C de 25 A pour les meilleurs éléments, avec un temps de coupure de 1 µs. Pour ces modèles, il faut des inductances de l'ordre de 30 µH et une tension d'alimentation généralement de 12 V, parfois de 18 V pour les tubes de 59 cm.

Les transistors au silicium admettent des tensions V_{CE} entre 300 et 1 500 V pour I_C entre 10 A et 2,5 A. Leur temps de coupure est de l'ordre de 1 µs. Leur tension d'alimentation collecteur peut atteindre 200 V sur les téléviseurs 61 cm-110° alimentés sur le secteur. Avec ces transistors la bobine ligne pour tubes 90° à col de 20 mm a une inductance d'environ 90 µH ; celle pour les tubes à col de 28,6 mm atteint 2 mH.

Une bobine dont l'inductance est de 200 µH admet une intensité moindre et est plus facile à fabriquer qu'une bobine de 32 µH. En effet, pour remplir la forme de la bobine dont les dimensions sont déterminées par le ferrite, et avoir l'inductance voulue, il faut bobiner plusieurs fils en parallèle. Pour une forme courante et pour obtenir 32 µH, il faut bobiner 16 fils en parallèle. Bien entendu, cela est favorable pour avoir une résistance faible. Une telle bobine est difficile à fabriquer en série d'une façon régulière avec une bonne géométrie. Une bobine de 200 µH bobinée dans la même forme ne nécessite que 4 fils, et est plus facile à fabriquer.

Il faut aussi que le transistor ne soit pas utilisé trop près de ses valeurs limites. En fabrication de série, il faut tenir compte des tolérances sur tous les éléments et également d'un usage anormal par l'utilisateur (par exemple, si on laisse le téléviseur fonctionner lorsque la base de temps est désynchronisée). On a vu qu'il fallait employer un comparateur de phase suivi d'un oscillateur bloqué et réduire la plage de réglage mise à la disposition de l'utilisateur.

On a adopté, dans un exemple précédent, un pouvoir de coupure de 2000 VA pour un tube de 61 cm - 110° à 17 kV, est-ce suffisant ? Le laboratoire d'applications de *La Radiotechnique* a effectué une étude sur ce sujet. La puissance calculée est bien de 2000 VA, mais il faut tenir compte des tolérances détaillées sur le tableau ci-dessous et de leur incidence totale.

Composant	Tolérance	Incidence sur V_c	Incidence sur I_c
Inductance du déviateur . . .	± 5 %	+ 3,3 %	+ 5 %
Inductance du transformateur T.H.T.	± 10 %	+ 0,6 %	+ 0,9 %
Correcteur de la linéarité . . .	± 5 %	+ 1 %	+ 1 %
Capacité d'accord du temps de retour	± 10 %	+ 6 %	+ 1,7 %
Composants du circuit de stabilisation de l'alimentation . .	± 3 %	+ 3 %	+ 3 %
Total statistique . . .		+ 7,5 %	+ 6,2 %
Variation de la fréquence horizontale	± 10 %	+ 10 %	+ 12,8 %
Variation du courant de faisceau.		+ 5 %	
Total arithmétique . .		24,5 %	19,8 %
Total général		49 %	

Certaines de ces dispersions, qui peuvent ne pas apparaître simultanément, ont été ajoutées statistiquement, tandis que d'autres, pouvant être cumulatives, ont été ajoutées arithmétiquement.

On arrive ainsi à une augmentation du pouvoir de coupure de l'ordre de 50 %. C'est-à-dire que, pour 2000 VA calculés normalement, il faut choisir un transistor qui peut admettre en régime permanent 3000 VA. C'est une marge de sécurité minimale pour obtenir une bonne fiabilité de l'étage.

Le transistor doit, en définitive, être utilisé dans sa zone de fonctionnement autorisée avec une marge confortable vers les extrémités de cette zone (fig. 9-11). On voit que le cycle de fonctionnement n'est pas le même que dans la base de temps verticale.

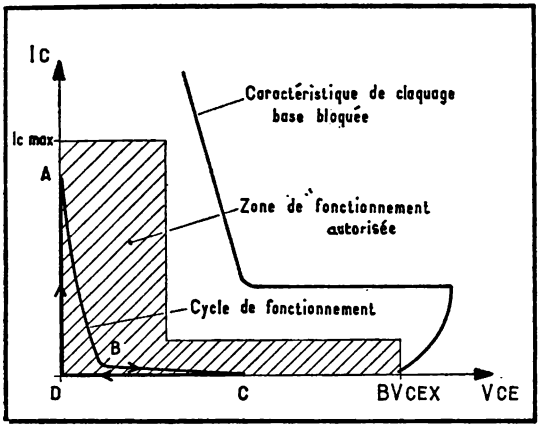


Fig. 9-11. — Caractéristique de claquage, zone et cycle de fonctionnement d'un transistor de sortie.

La diode de récupération associée au transistor doit supporter la même tension maximale inverse et admettre la même intensité maximale. Son temps de montée du courant doit être également de l'ordre de 1 µs. Il n'y a ainsi aucun déséquilibre entre la diode et le transistor.

4. Base de temps horizontale

Connaissant les impératifs de l'étage de sortie, on peut en déduire le schéma complet de la base de temps, puis exposer les caractéristiques détaillées de chacune de ses parties.

On a pris en exemple le schéma de l'étude *Sescosem* qui est donné sur la figure 9-12. Cette étude a été menée pour un téléviseur français pouvant recevoir les deux programmes. Pour la réception des standards 625 lignes, le schéma se simplifie, ainsi qu'il est exposé au cours des paragraphes suivants.

II. ÉTAGE COMPARATEUR DE PHASE

Le schéma de détail de cet étage est donné par la figure 9-13. Il est extrait du schéma d'ensemble de l'étude *Sescosem*.

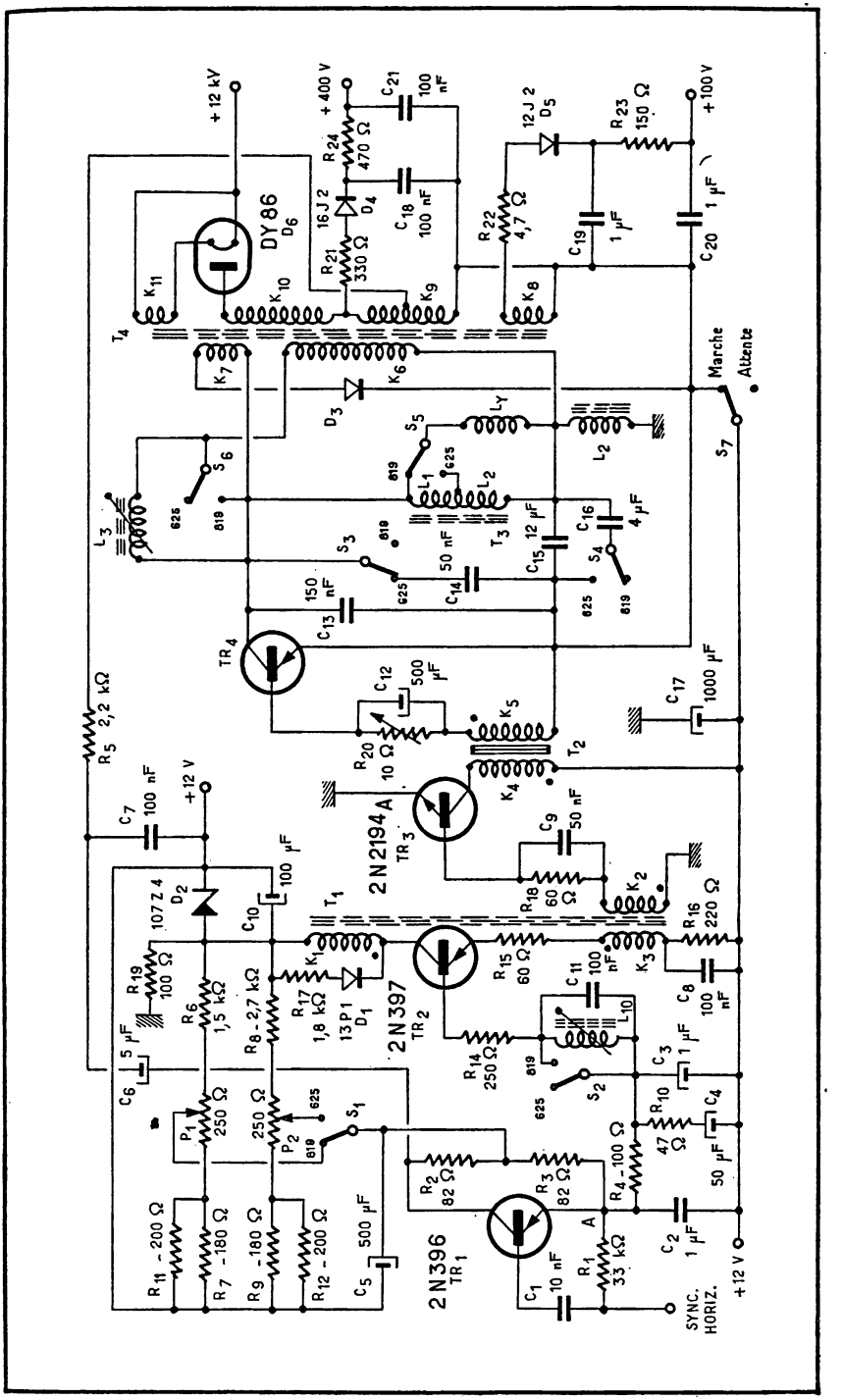


Fig. 9-12. — Schéma d'ensemble de la base de temps horizontale (Sescosem).

Le comparateur de phase est destiné à fournir une tension d'erreur proportionnelle en grandeur et en signe au déphasage entre l'impulsion de retour produite par l'étage final et l'impulsion de synchronisation. Cette tension commande la fréquence propre de l'oscillateur bloqué de déviation horizontale.

Le comparateur est très largement utilisé, car il offre de sérieux avantages par rapport à la synchronisation directe de l'oscillateur bloqué.

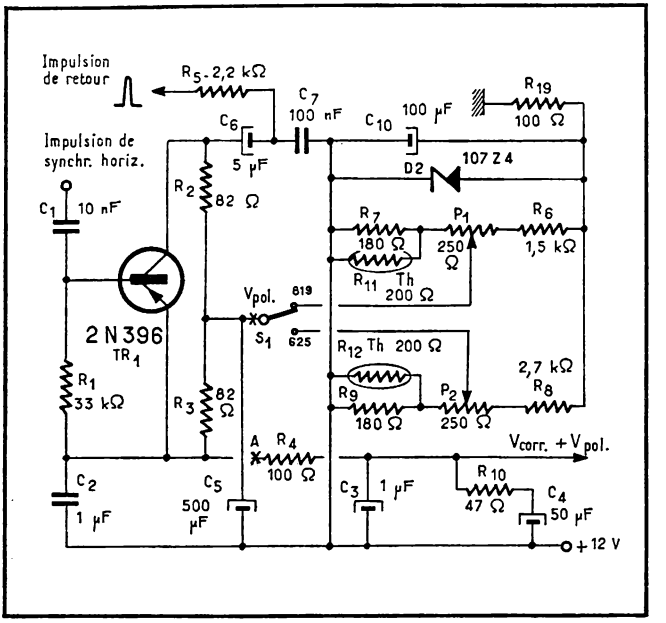


Fig. 9-13. — Schéma de détail du comparateur de phase (Sescosem).

Dans le cas d'une synchronisation directe, le fonctionnement des bases de temps est susceptible d'être perturbé par différentes sortes de signaux parasites. Le souffle, par exemple, se superpose au signal vidéo-fréquence lorsque le champ de l'émetteur est assez faible et qu'une forte amplification est nécessaire. Le souffle, n'étant pas en corrélation avec le signal vidéo-fréquence, a pour effet de changer constamment la pente des flancs des impulsions de synchronisation. La synchronisation devient alors irrégulière et l'image donnée par le récepteur apparaît déchirée.

D'autre part, des parasites de courte durée mais de forte amplitude, peuvent également être superposés aux signaux de synchronisation. Dans ce cas, une ou plusieurs lignes de l'image sont déplacées ; elle paraît déchiquetée. De plus, il existe dans la chaîne de déviation horizontale, un retard apporté par les transistors eux-mêmes ; celui-ci peut atteindre, dans certains cas, plusieurs microsecondes. Il se traduit, sur l'image, par une bande noire verticale, plus ou moins visible selon la valeur du déphasage existant entre le signal de synchronisation et le courant en dents de scie dans les bobines de déviation.

Le comparateur de phase emploie un transistor *p-n-p* symétrique TR 1 (2 N 396), c'est-à-dire un transistor dans lequel les jonctions émetteur-base

et collecteur-base ont la même constitution et peuvent jouer indifféremment le rôle d'émetteur ou de collecteur.

La base de ce transistor reçoit les impulsions de synchronisation horizontale de polarité négative. Le collecteur est alimenté par la tension en dents de scie obtenue par l'intégration des impulsions de retour de la déviation horizontale prélevées sur l'enroulement K_9 du transformateur T_4 (fig. 9-12) et intégrées par R_5 et C_7.

La dent de scie résultante est appliquée sur le collecteur de TR 1 par l'intermédiaire de C_6. Du fait de cette liaison capacitive, le signal perd sa composante continue moyenne et devient alternatif. La polarité de ce signal,

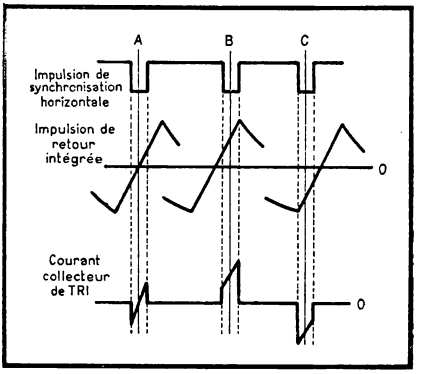


Fig. 9-14. — Forme du courant collecteur de TR1 pour différentes valeurs de déphasage entre la dent de scie de retour et l'impulsion de synchronisation horizontale.

sur le collecteur de TR 1, est donc tantôt positive, tantôt négative par rapport à son émetteur. Le transistor étant polarisé en classe B, il ne peut conduire que lorsque sa base est portée à un potentiel négatif, ce qui se produit uniquement pendant la durée de l'impulsion de synchronisation horizontale. Si cette impulsion est centrée exactement sur le retour de la dent de scie, le courant collecteur de TR 1 a la forme représentée en *a* sur la figure 9-14 ; sa valeur moyenne est nulle et il n'y a pas de tension de correction au point A de la figure 9-13.

Si la dent de scie est en avance sur l'impulsion de synchronisation, le courant collecteur est donné en *b* (fig. 9-14). Sa valeur moyenne est positive et son niveau est d'autant plus élevé que le déphasage est important.

Si la dent de scie est en retard (en *c*, fig. 9-14), la valeur moyenne de la tension d'erreur est négative.

Les éléments C_2, C_3, C_4 et R_{10} constituent un circuit d'intégration et d'amortissement appelé parfois : circuit « anti-chasse ». En effet, il existe un certain retard entre le moment où le comparateur de phase détecte une tension d'erreur et le moment où cette tension a ramené l'oscillateur bloqué à sa phase primitive. Ce phénomène présente une période propre, qui, dans certains cas, peut amener une oscillation. Le circuit passe périodiquement au-dessus et au-dessous de la valeur correcte. L'image est alors affectée d'une ondulation verticale. Ce défaut peut être éliminé en introduisant un amortissement convenable, en général sous forme d'une résistance en série avec un condensateur (R_{10}-C_4). La tension d'erreur est donc nulle lorsque

la phase est correcte, mais il est nécessaire de fournir à l'étage oscillateur bloqué une certaine tension négative sur sa base pour qu'il entre en relaxation. La tension d'erreur est donc superposée à une tension continue (V_{pol}) qui est appliquée à TR 1 au moyen des résistances R_2 et R_3. Cette tension sert à régler la fréquence de l'oscillateur bloqué.

Lors du changement de définition (819 ou 625 lignes), la tension V_{po} est commutée par S_1 pour donner à l'oscillateur bloqué la fréquence de récurrence correspondante.

Bien entendu, la commande automatique de la fréquence horizontale ne peut s'effectuer que pour une certaine plage de variation de la fréquence autour de sa valeur nominale. Au-delà de cette plage, la synchronisation ne se produit plus.

En agissant sur le potentiomètre de fréquence horizontale (P_1 ou P_2 suivant le standard), on trouve une plage de verrouillage. A l'intérieur de cette plage, la fréquence de récurrence de l'oscillateur bloqué est rigoureusement identique à celle des impulsions de synchronisation. Cependant la phase relative des deux signaux varie (fig. 9-15). Il est évident que les réglages correspondant aux points *x* et *y* ne sont pas satisfaisants. Pour ces deux positions extrêmes, le balayage horizontal est en avance ou en retard sur les impulsions de synchronisation, donc sur les signaux vidéo appliqués au tube. L'image produite sur l'écran sera donc décadrée par rapport à sa position normale. Si le déphasage est grand, il pourra même y avoir un repli de l'image soit d'un côté, soit de l'autre.

La position de réglage correct correspond à *z*. Cette position est réglée par P_1 ou P_2 au milieu de la zone de verrouillage et pour une image bien cadrée.

Il faut également prendre en considération les variations éventuelles produites par les impulsions de synchronisation verticale qui peuvent suffire à perturber le fonctionnement du comparateur de phase. Après avoir subi une variation due à l'impulsion de synchronisation verticale, le circuit ne revient pas immédiatement à un fonctionnement normal. Les premières lignes, en haut de l'image, sont déplacées latéralement. C'est l'effet de « drapeau ». Pour éliminer cette influence du balayage vertical sur le balayage horizontal, les impulsions de synchronisation horizontale et verticale sont différenciées de façon que la base du comparateur de phase soit commandée par des impulsions de durée pratiquement identique. Cela s'applique particulièrement au standard 625 lignes dans lequel les impulsions de synchronisation verticale sont des signaux longs, interrompus par des impulsions horizontales de ligne ou de demi-ligne pour assurer l'entrelacement. En 819 lignes, le signal vertical est une impulsion simple, relativement brève (20 μs), qui perturbe peu le fonctionnement du comparateur de phase.

Avec le schéma décrit, le récepteur étant en fonctionnement normal, l'image se synchronise pour une tension vidéo de 0,5 $V_{crête}$ à l'entrée de l'étage détecteur de synchronisation, tant en 819 lignes qu'en 625 lignes.

La tension d'alimentation étant à sa valeur nominale (12 V), l'étage détecteur de synchronisation étant alimenté par des signaux de 2 V et de

2 µs de durée, on fait varier la fréquence de récurrence des impulsions autour de la valeur nominale (20 475 Hz à 15 625 Hz).

En tournant le potentiomètre de réglage de la fréquence horizontale du standard en service, on voit que la synchronisation se maintient pour un certain angle de rotation : c'est la *plage de maintien (hold in range)*. Si on règle l'appareil vers les deux extrémités de cette plage, on constate que la synchronisation n'est pas conservée si on arrête puis remet ensuite en marche le téléviseur. Pour que la synchronisation soit bien assurée, il faut régler le potentiomètre bien au centre de la plage de maintien. Ce centrage n'a pas à être rigoureux et on constate même que la synchronisation est bien réglée pour une certaine plage inférieure à la précédente appelée *plage d'accrochage (pull in range)*.

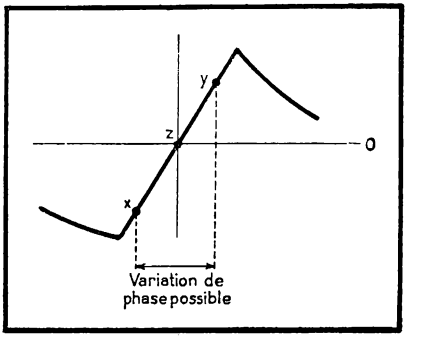


Fig. 9-15. — Phase relative des signaux : points z - réglage correct et points x et y - positions extrêmes de verrouillage.

Sur le prototype mesuré, la plage de maintien en 819 lignes s'étendait de — 2917 Hz à + 2379 Hz par rapport à la fréquence nominale de 20 475 Hz. La plage d'accrochage s'étendait de — 853 Hz à + 643 Hz. En 625 lignes la plage de maintien s'étend environ de ± 1200 Hz autour de 15 625 Hz et la plage d'accrochage d'environ ± 600 Hz.

Ces chiffres constituent une bonne valeur moyenne pour chacun des standards.

Selon la valeur des potentiomètres, ces plages correspondent à un pourcentage différent de leur course utile.

III. OSCILLATEUR BLOQUÉ

Le fonctionnement de base d'un oscillateur bloqué est le même, qu'il s'agisse de déviation verticale ou de déviation horizontale. Cependant, ici, il s'agit de fournir un signal carré d'amplitude et de durée convenables à la base du transistor d'attaque de déviation horizontale. Certes, d'autres oscillateurs peuvent être employés, mais c'est l'oscillateur bloqué qui se révèle le plus intéressant. Il permet, en effet, l'obtention de signaux à fronts raides et le transfert à l'étage suivant s'effectue, très simplement, en ajoutant un enroulement supplémentaire d'impédance convenable au transformateur.

L'entretien des oscillations nécessite une réaction qui peut être obtenue au moyen des trois montages fondamentaux ci-dessous.

1. Rétroaction entre émetteur et base

Le schéma théorique est donné sur la figure 9-16. Le transformateur est branché de façon à assurer une réaction entre émetteur et base. Le transistor fonctionne en collecteur commun. Lorsque le transistor conduit, la capacité de 0,1 μF située dans son émetteur se charge. Elle se décharge dans la résistance de 680 Ω pendant le temps séparant deux impulsions. La tension de correction, issue du comparateur de phase, est appliquée sur la base du transistor oscillateur bloqué à travers une résistance de 100 Ω, l'enroulement primaire du transformateur et la résistance de 10 kΩ.

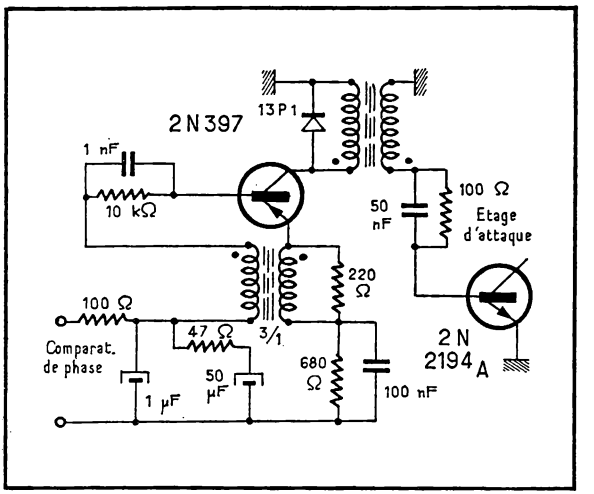


Fig. 9-16 — Oscillateur bloqué à rétroaction entre émetteur et base (Sescosem).

L'intérêt de ce montage réside dans la possibilité d'inclure, dans le circuit collecteur, un transformateur dont le circuit secondaire commande l'étage d'attaque. La charge ramenée par ce dernier influence peu le fonctionnement de l'étage oscillateur bloqué. En revanche, ce montage présente une certaine sensibilité aux variations de température.

2. Rétroaction entre collecteur et base

La réaction entre collecteur et base est assurée par le transformateur (fig. 9-17). Le transistor fonctionne en émetteur commun. Lorsqu'il conduit, un courant circule dans l'enroulement primaire du transformateur et dans la résistance d'émetteur de 180 Ω ; la capacité de 0,1 μF se charge selon les polarités indiquées. La charge de cette capacité produit une diminution du courant de base. Lorsque le courant collecteur, qui croît avec le temps, devient égal à βI_B, le transistor se bloque et il y a coupure brusque du courant dans le transformateur. Le condensateur de 0,1 μF se décharge alors dans la résistance d'émetteur, jusqu'au moment où la tension sur la base devient négative par rapport à l'émetteur. A cet instant, le transistor conduit à nouveau et le cycle recommence.

La tension d'erreur est appliquée sur la base du transistor à travers la résistance de 100 Ω, l'enroulement secondaire du transformateur et la résistance de 10 Ω. Cette dernière permet d'ajuster, dans certaines limites, le temps de conduction du transistor. La diode absorbe en partie la surtension

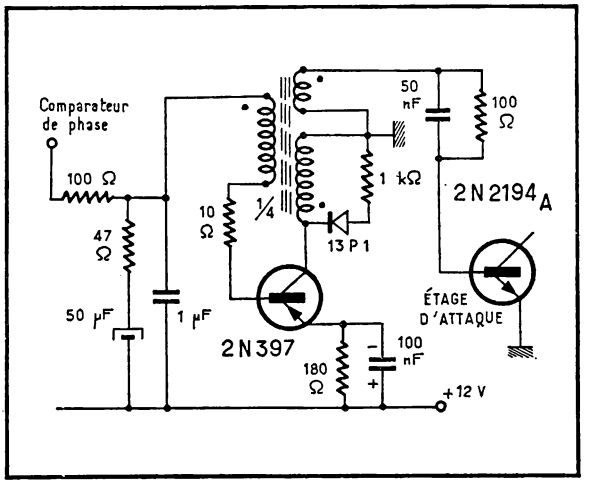


Fig. 9-17. — Oscillateur bloqué à rétroréaction entre collecteur et base (Sescosem).

qui prend naissance dans l'enroulement primaire lors de la coupure du courant collecteur. Un enroulement tertiaire fournit la tension de commande à l'étage d'attaque.

Ce schéma est très utilisé, en particulier pour l'étude *Sescosem*.

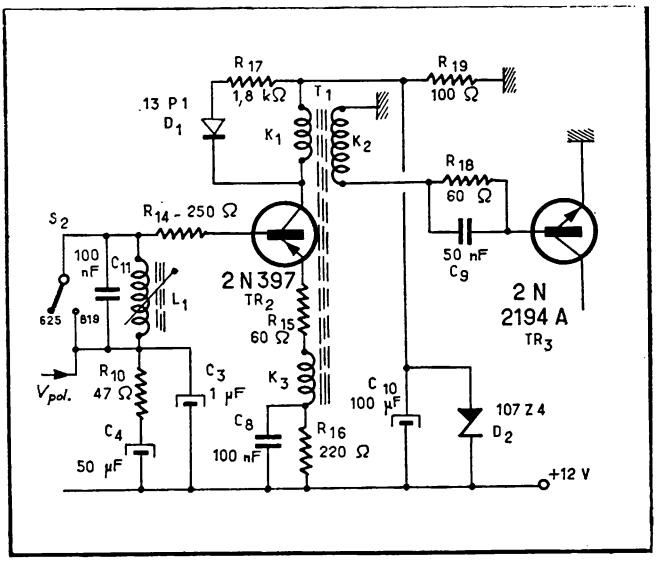


Fig. 9-18. — Oscillateur bloqué à rétroaction entre collecteur et émetteur. (Sescosem).

3. Rétroaction entre collecteur et émetteur

C'est le schéma adopté par l'étude *Sescosem* (fig. 9-18) ; son fonctionnement de principe est équivalent à celui exposé pour les deux autres versions.

L'oscillateur bloqué doit fournir une impulsion t_1 légèrement supérieure au temps de retour le plus long des deux standards et inférieure à la demi-période de balayage du temps le plus court (819 lignes). La fréquence de récurrence doit correspondre à la valeur fixée pour le standard considéré, soit :

F = 20 475 Hz pour le 819 lignes, temps de retour 8 µs ;

F = 15 625 Hz pour le 625 lignes, temps de retour 12 µs ;

ici, t_1 a été choisi égal à 16 µs (définition des temps, voir fig. 9-19).

Le transistor TR 2 conduit pendant le temps t_1, et reste bloqué pendant le temps t_2 ; t_2 = 32,8 µs en 819 lignes et 48 µs en 625 lignes. L'entretien

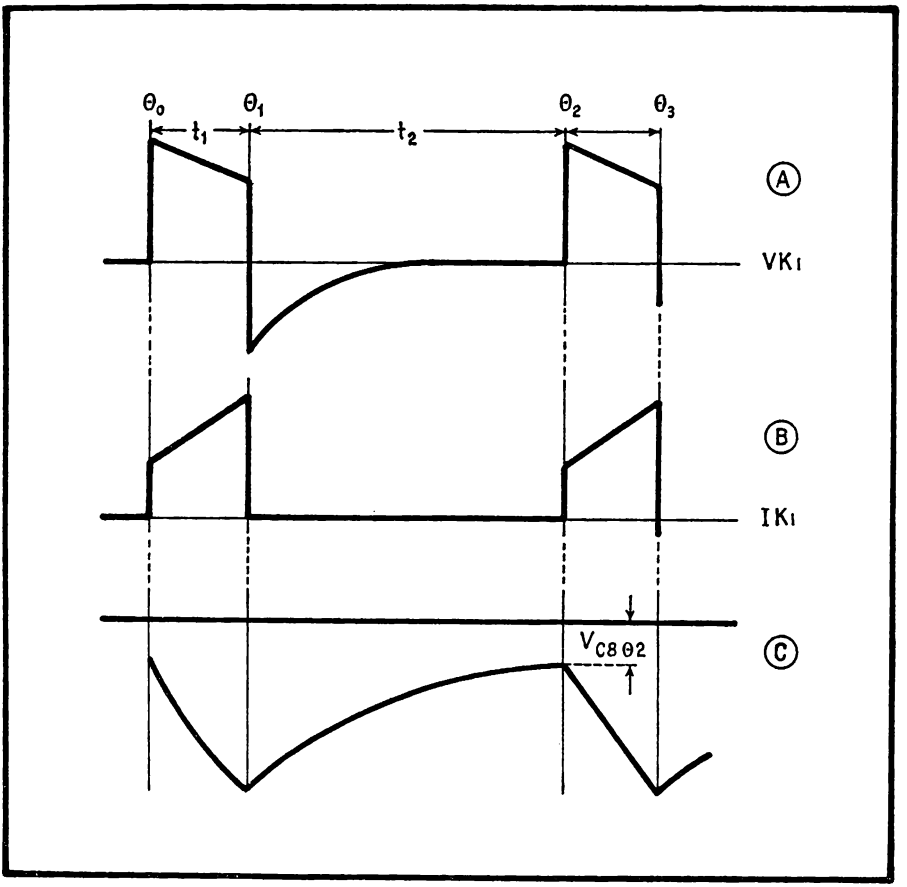


Fig. 9-19. — Formes des signaux relevés lors du cycle de récurrence :
A : tension aux bornes de KI ;
B : intensité dans KI ;
C : tension aux bornes de C_8.

des oscillations est assuré par la réaction mutuelle des enroulements K1 et K3. L'enroulement K2 prélève, sous faible impédance, le signal destiné à la base du transistor d'attaque de déviation horizontale, TR 3.

Le circuit R17, D1 est destiné à absorber la surtension apparaissant aux bornes de l'enroulement K1 lors de la coupure du courant collecteur de TR 2. Le circuit L1-C11 procure une stabilité accrue en 625 lignes. D'autre part, il faut que la valeur de l'induction magnétique du transformateur T1 demeure

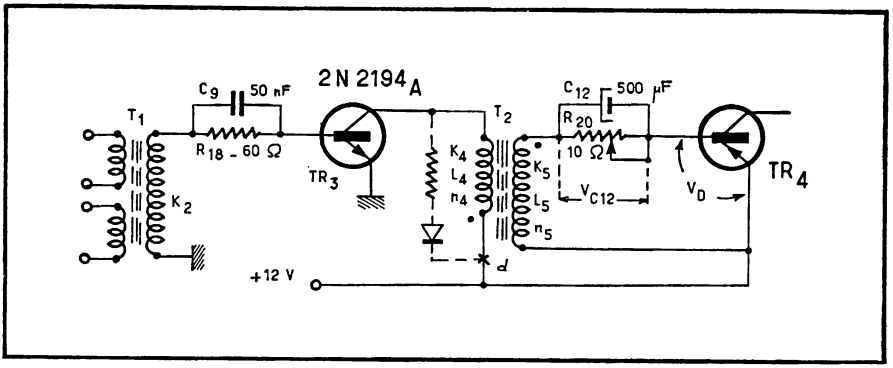


Fig. 9-20. — Etage d'attaque de déviation horizontale ; en pointillé résistance et diode d'amortissement facultatifs (Sescosem).

au-dessous de la saturation. La fin de la période de conduction de TR 2 doit être déterminée par les caractéristiques du transistor et non par la saturation de T1.

Les condensateurs C3 et C10 sont de fortes valeurs, la constante de temps des circuits associés est grande devant t1 et t2.

Dans l'intention de réduire le plus possible les variations de la fréquence de récurrence de l'oscillateur bloqué en fonction des variations de température, des thermistances, R11 et R12, ont été insérées dans le circuit de polarisation (fig. 9-13). Elles ont pour but de diminuer légèrement la tension de polarisation lorsque la température augmente. Ainsi, la fréquence de récurrence est stabilisée.

De même, pour rendre cette dernière aussi indépendante que possible des variations de la tension d'alimentation, l'étage oscillateur bloqué et la tension de polarisation sont alimentés à partir d'une tension stabilisée par la diode zener D2.

La figure 9-19 donne la forme des signaux relevés lors du cycle de récurrence : en *a*, tension aux bornes de K1 ; en *b*, intensité dans K1 ; en *c*, tension aux bornes du condensateur C8.

IV. ÉTAGE D'ATTAQUE

Cet étage est destiné à fournir la tension d'excitation de base nécessaire au fonctionnement de l'étage de sortie de déviation horizontale. Il se comporte également comme un étage séparateur entre l'étage de sortie et l'étage oscil-

lateur bloqué. Il rend ce dernier indépendant des variations qui se produisent dans la charge du transistor de sortie et qui risqueraient de perturber le fonctionnement de l'oscillateur bloqué (fig. 9-20).

Le rendement de l'étage de sortie dépend, dans une large mesure, de la forme d'onde du courant d'attaque.

Afin d'assurer une chute de tension minimale dans le transistor TR 4, il faut que le courant d'attaque circulant dans sa base le porte à saturation. Cette condition allonge le temps d'accumulation des porteurs de charges. Cet intervalle de temps est fonction de l'amplitude du courant de base, un courant plus intense correspond à un temps d'accumulation plus long.

La majeure partie de la puissance consommée par l'étage de sortie de déviation horizontale est dissipée dans le transistor pendant la période de coupure du courant collecteur. On fait abstraction des tensions d'alimentation diverses prélevées sur le transformateur T_4. Cette puissance varie comme le carré du temps de descente du courant collecteur de TR 4 ; dans ces conditions la diminution de ce temps devient prépondérante pour l'obtention d'une faible dissipation de puissance.

Il a été constaté que le temps de coupure et le temps d'évacuation des porteurs de charges peuvent être réduits en appliquant sur la base de TR 4 un signal de polarité inverse à celle nécessaire pour le rendre conducteur. Le temps de coupure et d'évacuation des porteurs est alors sensiblement inversement proportionnel à l'amplitude du signal de blocage.

L'utilisation pour l'étage d'attaque de transistors à base diffusée permet de porter, pendant un temps très bref, le signal de blocage dans la région de claquage de base. A ce moment, le temps de coupure et d'évacuation des porteurs est très court.

D'autre part, le signal destiné à rendre conducteur le transistor TR 4 doit porter ce dernier à saturation très rapidement et le maintenir dans cet état jusqu'à l'apparition du signal de blocage dont le temps de montée doit être également très court. Ces conditions réunies imposent au transistor d'attaque une fréquence de coupure élevée afin de réduire le temps de montée du courant collecteur de TR 3.

Pour les mêmes raisons, le transformateur T_2 doit présenter une inductance de fuite aussi réduite que possible. C'est-à-dire que le coefficient de couplage entre les enroulements doit être voisin de l'unité. Des précautions doivent être prises lors de sa fabrication.

Deux modes de fonctionnement de l'étage d'attaque sont possibles.

1. Le transistor d'attaque conduit pendant l'aller du balayage, puis est bloqué pendant le retour

L'énergie emmagasinée dans le primaire du transformateur d'attaque pendant l'aller fournit la tension de blocage du transistor de sortie. Le courant de base nécessaire pour saturer le transistor TR 4 pendant l'aller du balayage est donné directement par le transistor d'attaque, par l'intermédiaire du

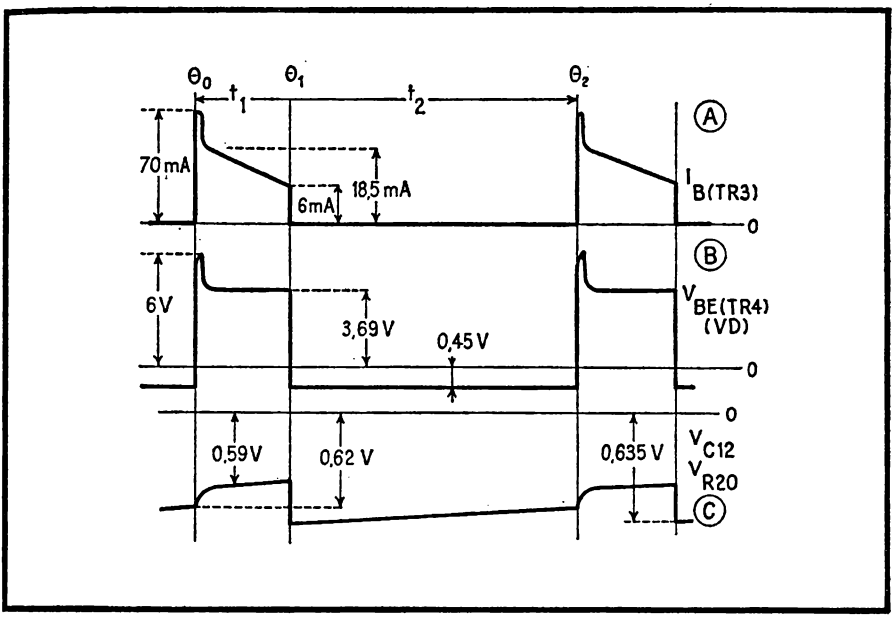


Fig. 9-21. — Forme des signaux relevés dans l'étage d'attaque.
A : courant dans la base de TR3 ;
B : tension entre base et émetteur de TR4 : tension VD fig. 9-20 ;
C : tension aux bornes de C12-R20 (V_{c12}).

rapport de transformation de T2. Cela ne demande au transistor TR 3 qu'un courant collecteur de crête assez réduit ; en revanche, la tension collecteur de crête pendant le retour est assez élevée. Il peut être nécessaire de protéger le transistor d'attaque contre cette surtension.

Un des moyens les plus usités pour en diminuer la valeur consiste à amortir l'enroulement primaire de T2 par une résistance en série avec une diode. Celle-ci est rendue conductrice pendant le retour du balayage. L'énergie emmagasinée dans l'enroulement primaire de T2 pendant la conduction de TR 3 est dissipée en partie dans la résistance d'amortissement, contribuant ainsi à diminuer le rendement de l'étage d'attaque (fig. 9-20).

2. Le transistor d'attaque conduit pendant le retour du balayage et reste bloqué pendant l'aller

Le transistor TR 3 conduit lorsque TR 4 est bloqué et vice-versa. Le courant collecteur est plus élevé que dans le cas précédent, mais la tension collecteur de crête est notablement plus faible. L'énergie emmagasinée dans le primaire du transformateur d'attaque T2 pendant la conduction de TR 3 se décharge dans le circuit de base du transistor de sortie pendant l'aller du balayage. Ce mode de fonctionnement permet de tirer l'énergie de crête

d'un transistor de puissance réduite et procure, à l'étage d'attaque, un rendement sensiblement supérieur à celui obtenu dans le cas précédent.

De plus, en cas de non fonctionnement de l'étage oscillateur bloqué, le transistor d'attaque reste bloqué, l'étage de sortie n'est pas commandé et ne peut être endommagé de ce fait. C'est ce mode de fonctionnement qui a été généralement adopté et qui a été retenu pour l'étude *Sescosem*.

Afin de réduire le temps de coupure du transistor de puissance, aussi bien que la charge apportée à l'oscillateur, le transistor d'attaque doit présenter :

— un gain élevé jusqu'à des courants voisins de l'ampère,

— une résistance de saturation ne dépassant pas 1Ω,

— une fréquence de coupure élevée pour réduire le temps de montée du signal collecteur, environ quelques mégahertz,

— des valeurs limites du courant et de la tension collecteur suffisamment élevées pour assurer une bonne fiabilité (1 A — 24 V par exemple).

La figure 9-21 *a* donne la forme du courant dans la base de TR 3. On note la surintensité brève du signal de blocage qui permet de réduire le temps de coupure et d'évacuation des porteurs.

En *b*, on relève la tension V_D pendant le cycle de récurrence. C'est la tension entre base et émetteur du transistor de puissance TR 4.

Enfin en *c*, on voit la forme du signal relevé aux bornes de V_{c12}. Cette tension est réglable par R_{20} dont la valeur moyenne se situe entre 3 et 4 Ω dans ce schéma. Elle permet de régler le courant traversant K_5 au temps θ_o. Ce courant doit être suffisant pour maintenir le transistor TR 4 à la saturation au temps θ_o, mais il ne doit pas être trop important car il augmenterait le temps de coupure du courant collecteur de TR 4. Dans la pratique, le réglage correct de R_{20} correspond sensiblement à la plus faible consommation moyenne du courant collecteur de TR 4.

V. ÉTAGE DE SORTIE

Cet étage est chargé de fournir aux bobines de déviation horizontale le courant en forme de dents de scie nécessaire à l'exploration de l'écran du tube cathodique. Il doit également fournir diverses tensions destinées :

— à l'alimentation des électrodes de concentration et d'accélération du tube cathodique,

— à l'alimentation de l'étage final de l'amplificateur vidéo,

— au comparateur de phase.

Le principe du circuit de déviation et les caractéristiques générales de l'étage de sortie ont été exposées au début de ce chapitre. Il n'y a pas lieu d'y revenir. Ce sont les schémas pratiques qui doivent maintenant être étudiés.

On sait que la déviation du spot est produite par un courant en dents de scie provenant du transistor de sortie puis de la diode de récupération. Or, il existe deux façons de brancher cette diode.

1. Montage à diode de récupération série

Le schéma de principe est celui de la figure 9-22. L_y représente les bobines de déviation horizontale. T est un transformateur dont l'inductance entre les points C et F est très grande devant l'inductance L_y. C_R est la capacité d'« accumulation » d'une valeur relativement importante. Le transistor TR fonctionne comme un interrupteur : il est porté à saturation pendant

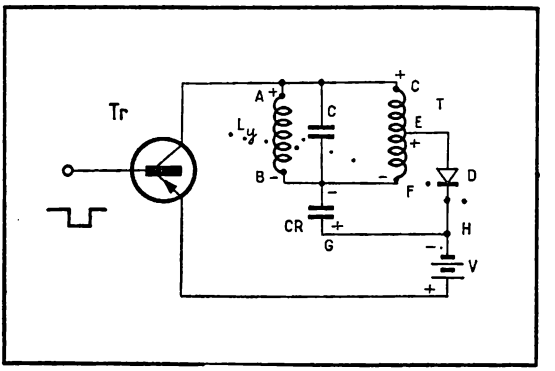


Fig. 9-22. — Montage à diode de récupération série.

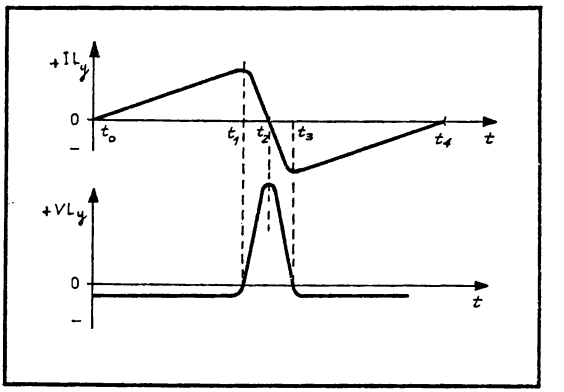


Fig. 9-23. — Courant et tension dans les bobines de déviation en fonction du temps.

un intervalle de temps t_0-t_1 (fig. 9-23). Si on considère la résistance de saturation, ainsi que la résistance ohmique de L_y comme négligeables, on peut dire que le courant qui traverse la bobine L_y est uniquement limité par celle-ci. Il augmente selon une fonction linéaire du temps. Ce courant, fourni par la source V, circule à travers C_R-L_y pour se refermer à travers TR au pôle positif de la source. L'inductance présentée par le transformateur T entre les extrémités C et F est très grande devant celle de L_y, et il est possible de négliger le courant qui circule alors dans la diode D et dans T. Au temps t_1, le transistor TR est bloqué brusquement ; le circuit L_y-C se trouve livré à lui-même. La tension aux bornes de L_y s'inverse selon une forme sinusoïdale. L'amplitude de cette tension devient beaucoup plus importante que la source.

Elle atteint sa valeur maximale au temps t_2 pour s'annuler au temps t_3. Pendant le même temps (t_1-t_3), le courant dans L_y s'inverse suivant une forme cosinusoïdale, ce qui revient à dire que le courant est déphasé de $\pi/2$ par rapport à la tension. Au temps t_3, la tension aux bornes de C est nulle et le courant dans L_y est maximal. La période oscillatoire continue son cycle et donne une tension positive en A et négative en B.

La diode de récupération est branchée entre les points H et C par l'intermédiaire du transformateur. Au temps t_3, elle devient conductrice. L_y se décharge dans C_R au travers de D. Un courant circule alors suivant E, D, H, G, F, et charge la capacité, C_R selon les polarités indiquées sur la figure 9-22.

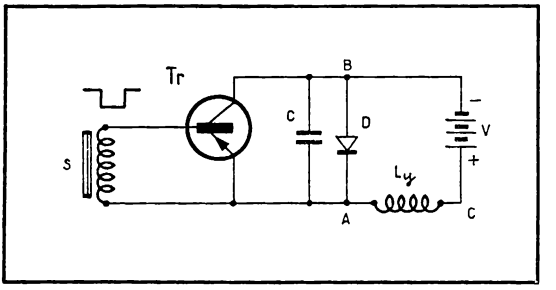


Fig. 9-24. — Montage à diode de récupération parallèle.

Ce courant diminue linéairement jusqu'à zéro au temps t_4. Puis, le cycle reprend à t_0.

La tension de charge de la capacité C_R est *en série* avec la tension de la source. La tension effective appliquée aux bornes de L_y est donc $V + V_{CR}$. Cela permet de dire que, pour une même longueur de balayage, un montage à diode de récupération en série demande une tension d'alimentation plus faible qu'un montage à diode de récupération parallèle.

Le réglage du fonctionnement se réduit à la détermination de la prise sur T, pour un branchement correct de D.

La valeur à donner au rapport de transformation dépend :

— du quotient du courant moyen dans la diode et dans le transistor,

— des pertes dans le circuit,

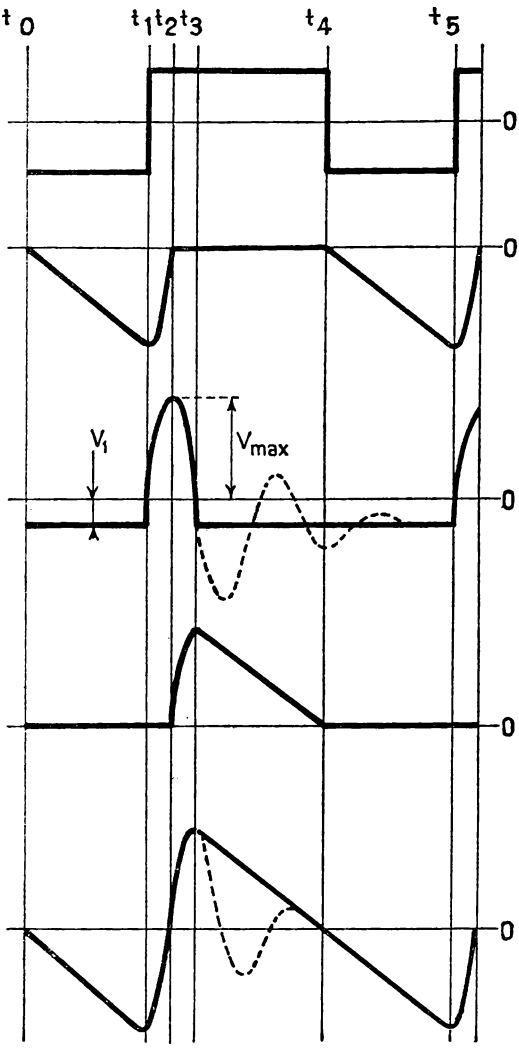
— de la forme du courant dans le transistor et dans la diode.

A pertes égales, le courant moyen fourni par la source est plus grand dans le montage à diode en série que dans celui à diode parallèle.

2. Montage à diode de récupération parallèle

C'est ce type de récupération qui est le plus couramment utilisé dans les récepteurs de télévision à transistors et qui a été décrit au cours des Généralités.

Son schéma est celui de la figure 9-24. La forme des signaux, courant et tension dans la bobine L_y est donnée sur la figure 9-25. Les temps de référence sont les mêmes qu'au paragraphe précédent.



A : signal de base appliqué au transistor TR (vu par rapport à l'émetteur).

B : courant dans la bobine de déviation L_Y pendant la conduction du transistor TR.

C : tension développée aux bornes de la bobine de déviation L_Y (vue par rapport au point C de la figure 9-24).

D : courant dans la bobine L_Y pendant la conduction de la diode de récupération D.

E : courant résultant dans la bobine de déviation L_Y.

Fig. 9-25. — Forme des signaux dans la bobine de déviation.

En *a*, figure la forme de l'impulsion appliquée sur la base du transistor par rapport à l'émetteur.

En *b*, on voit le courant dans la bobine L_y pendant la conduction du transistor.

Les tensions développées aux bornes de la bobine L_y par rapport au point C (fig. 9-24) sont relevées sur la figure 9-25 *c*. En pointillés, on remarque l'oscillation amortie du circuit L_y-C, si la diode D n'était pas montée.

En *d*, c'est au tour du courant produit lors de la conduction de la diode de récupération de circuler dans la bobine L_y.

Enfin, en *e*, on voit le courant résultant dans la bobine L_y, provenant de la diode pour la partie positive de la dent de scie et du transistor pour la partie négative.

Ces courbes sont équivalentes à celles de la figure 9-3. Cependant, ici, le point de référence est le pôle positif de la source au lieu du pôle négatif. C'est pourquoi elles semblent être inversées. Il est nécessaire pour le bon maniement des circuits à transistors de pouvoir jongler avec les polarités.

On se souvient également que le temps de blocage du transistor n'est pas critique. Il doit être compris au moins entre t_1 et t_3 et au plus entre t_1 et t_4. Le fait de rendre conducteur le transistor pendant que la diode est elle-même conductrice ne présente pas d'inconvénient. En effet, ces deux dispositifs sont montés en parallèle et une partie du courant circulant dans la diode est dérivée dans le transistor. En pratique, l'amplitude de ce courant est négligeable et le bon fonctionnement du circuit n'en est pas affecté. C'est un des avantages du montage de la diode de récupération en parallèle avec la bobine L_y et le transistor.

Les abaques donnés plus haut, pages 194 à 196, permettent de calculer différents paramètres de l'étage de sortie.

3. Non linéarité du balayage horizontal

On distingue deux causes principales :
— la non linéarité causée par les éléments du circuit,
— et celle apportée par l'écran du tube cathodique.

3. 1. *NON LINÉARITÉ PRODUITE PAR LES ÉLÉMENTS DU CIRCUIT.*

On a vu que la loi de variation du courant dans L_y est linéaire à condition que la résistance du circuit soit nulle. Cette condition est impossible à réaliser pratiquement, et plus R est appréciable plus on relève une distorsion de la dent de scie donc de la linéarité du balayage.

La résistance du circuit qui intervient dans la loi de linéarité comprend :
— la résistance du déflecteur (L_y),
— la résistance des connexions,
— la résistance de saturation du transistor,
— la résistance interne de la source, c'est-à-dire la résistance série du condensateur de découplage de l'alimentation.

On doit prendre les précautions indispensables afin de réduire le plus possible la valeur de R : connexions de forte section, bobines de déviation à plusieurs fils bobinés en parallèle, choix d'un transistor possédant une

résistance de saturation très faible, condensateur à faible résistance série. La valeur totale de R ne doit pas dépasser 1 Ω.

En effet, il est assez difficile de compenser cette cause de distorsion. On peut cependant introduire en série avec L_y une petite bobine dont le noyau est saturé. On a ainsi une inductance variable selon le courant qui la traverse. Afin d'atteindre la saturation, on ajoute au champ magnétique, créé par le courant en dents de scie, un champ réglable donné par un aimant permanent. L'amplitude du courant dépend de la valeur de l'inductance de cette bobine qui, elle-même, varie avec ce courant. L'inconvénient de cette correction est qu'elle provoque une perte d'énergie non négligeable. Par contre, elle offre le grand avantage d'être apériodique. C'est la seule qui n'a pas besoin de commutation pour être efficace dans les récepteurs multistandards.

Une autre cause de non linéarité réside dans le coude de la caractéristique de la diode de récupération. En effet, on relève d'abord une tension de seuil qui est de 0,2 V pour le germanium et 0,7 V pour le silicium, puis une zone non linéaire. Or cette diode est parcourue par un courant qui varie d'une valeur maximale à zéro. Le point de fonctionnement se trouve surtout sur la partie rectiligne de la caractéristique qui n'entraîne pas de distorsion. La partie non linéaire produit une élongation du balayage visible au début de la période de récupération. On obtient une amélioration en reliant la diode de récupération au collecteur du transistor de sortie par l'intermédiaire d'une spire de gros fil bobinée sur le circuit magnétique du transformateur T.H.T. Cette spire induit une tension de départ qui élimine le coude de la caractéristique.

Rappelons que l'emploi des transistors au silicium permet d'augmenter l'inductance des bobines, donc de réduire l'intensité dans le circuit grâce à la valeur plus élevée de leur tension maximale admissible.

A ce moment, la faible valeur de R du circuit n'entraîne pratiquement plus de distorsion de linéarité.

3. 2. *NON LINÉARITÉ DUE A L'ÉCRAN DU TUBE CATHODIQUE.*

On a vu, au cours du chapitre précédent (page 173), qu'il fallait superposer à la dent de scie du balayage vertical une tension en S afin de compenser le balayage en fonction de la face avant du tube sensiblement plane.

Cette correction est plus importante encore pour le balayage horizontal, surtout pour les tubes à angle de déviation élevé. En effet, la largeur de l'image est plus grande que sa hauteur (format 4/3).

On démontre que la correction est d'autant plus importante que l'on s'éloigne du centre de l'écran et que l'angle maximal de déviation est plus grand.

Il existe deux moyens de corriger ce défaut :

— Construire des bobines de déviation telles que le champ qu'elles produisent soit plus intense au centre du tube que sur les bords. De telles bobines entraînent obligatoirement une certaine déconcentration du faisceau électronique et sont tres difficiles à fabriquer.

— Ajouter en série avec les bobines un condensateur de valeur appropriée. Le courant dans le déflecteur prend ainsi une forme en S qui donne une distorsion compensatrice.

Il est possible de cumuler les deux corrections.

4. Réglage de l'amplitude de la déviation horizontale

Il n'existe pratiquement pas de moyens satisfaisants de régler simplement l'amplitude de la déviation horizontale. Un de ceux le plus couramment employé consiste à introduire en série avec le déflecteur une petite inductance. Celle-ci peut être ajustée à l'aide d'un noyau et modifie en conséquence l'amplitude du courant de déviation. Cette inductance dissipe de l'énergie en pure perte et elle augmente la résistance du circuit.

Une autre solution consiste à faire varier légèrement la tension d'alimentation de l'étage de sortie. Dans ce cas, il n'y a pas d'énergie dissipée inutilement. En revanche, la surtension aux bornes des bobines varie, entraînant des variations dans la tension d'accélération (T.H.T.) et dans les tensions d'alimentation auxiliaires prélevées sur l'étage de sortie.

VI. GÉNÉRATEUR DE TRÈS HAUTE TENSION ET ALIMENTATIONS AUXILIAIRES

L'anode accélératrice d'un tube cathodique demande une alimentation de tension d'autant plus élevée que les dimensions du tube sont plus importantes. Selon leur diagonale ils nécessitent une très haute tension (T.H.T.) comprise entre 9 kV et 20 kV. La consommation de cette anode est très faible, elle est comprise entre 100 µA et 300 µA. C'est un détecteur de crête. Comme il n'y a pratiquement pas de débit le filtrage est assuré par une simple capacité. Elle n'a pas le temps de se décharger entre les impulsions à fréquence élevée. Dans certains tubes, cette capacité est constituée par le revêtement intérieur réuni à l'anode et par le revêtement extérieur mis à la masse. Le diélectrique est constitué par le verre du tube. On obtient ainsi une valeur de capacité pouvant atteindre 3 nF.

C'est la surtension développée par le retour du balayage horizontal qui est universellement utilisée pour produire la T.H.T. Le schéma de l'étage de sortie et des générateurs de T.H.T. et d'alimentations auxiliaires est donné sur la figure 9-26.

L'enroulement primaire du transformateur T.H.T. est connecté en parallèle sur les bobines de déviation L_y. Un enroulement élévateur est couplé avec le primaire. Les surtensions aux bornes de l'élévateur sont redressées par une diode à vide dont le filament est alimenté par un petit enroulement bien isolé et bobiné sur le même circuit magnétique. Le filament est donc alimenté par les impulsions à fréquence élevée. Il ne nécessite que très peu d'énergie.

Les pointes de tension, aux bornes du transformateur, sont toutes de même sens. La diode est donc soumise à la tension continue relevée entre sa cathode et son anode. Elle devrait supporter une tension double, si elle redressait une tension alternative sinusoïdale.

Le transformateur T.H.T. doit également fournir des alimentations auxiliaires obtenues par le même moyen. On distingue :

— une tension comprise entre 300 V et 500 V destinée aux électrodes de concentration du tube cathodique, sans consommation appréciable ;

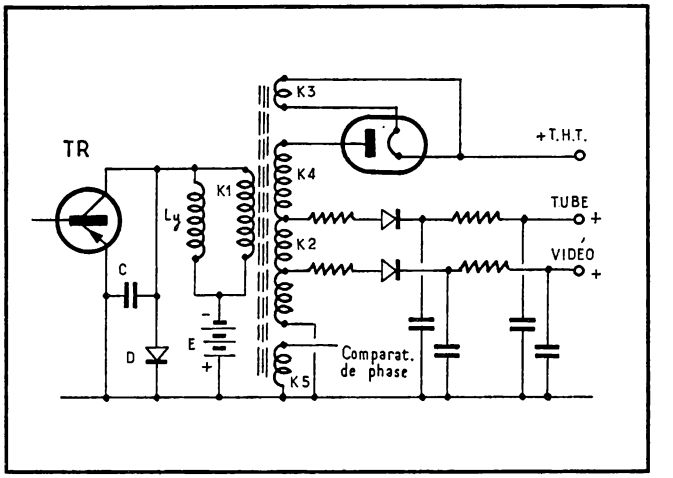


Fig. 9-26. — Schéma de l'étage de sortie et du générateur T.H.T. et des alimentations auxiliaires.

— une tension généralement positive de l'ordre de 50 V à 150 V, nécessaire à l'alimentation de l'étage de sortie de l'amplificateur vidéo, avec une consommation comprise entre 5 et 30 mA ;

— un enroulement (K_5), qui fournit au comparateur de phase les impulsions qui lui sont nécessaires.

Le redressement des tensions auxiliaires s'effectue au moyen de diodes au silicium. Le filtrage est du type résistance capacité.

Le transformateur T.H.T. est toujours enclin à produire des oscillations parasites qui sont dues à l'excitation par chocs du circuit résonnant formé par l'inductance de fuite du transformateur et par les capacités réparties. Les enroulements principaux du transformateur (K_1, K_2, K_5) sont fortement couplés, l'inductance de fuite est petite et l'oscillation produite, de l'ordre de 1 MHz, ne comporte pas beaucoup d'énergie. L'oscillation parasite de ces enroulements ne pose généralement pas de problème sérieux. Il n'en est pas de même pour l'enroulement T.H.T. (K_4) qui est bobiné assez éloigné du primaire ; le couplage entre ces deux enroulements est faible.

L'action conjuguée d'une grande inductance de fuite, d'une tension très importante et d'une capacité répartie non négligeable peut donner naissance à des oscillations de quelques centaines de kilohertz, déplaçant une énergie considérable. Une telle oscillation pendant l'aller du balayage est particulièrement indésirable. Elle peut moduler le courant dans la diode de récupération et provoquer une non linéarité du balayage.

L'accord sur l'harmonique 3 du retour horizontal de l'enroulement K_4 est un moyen simple d'éviter l'oscillation pendant l'aller du balayage. L'oscillation de l'enroulement T.H.T. modifie la forme de l'enveloppe de l'impulsion de retour aux bornes du déflecteur.

La figure 9-27 donne la représentation théorique de ces courbes. En *a*, c'est l'impulsion de retour résultante du primaire du transformateur (K_1). Par suite du déphasage de 180° entre primaire et secondaire, l'impulsion de T.H.T. (K_4) est augmentée, courbes *b*.

Il a été constaté que l'accord exact sur l'harmonique 3 du retour provoquait une oscillation gênante pendant l'aller du balayage. Pour pallier cet inconvénient, il faut réduire légèrement la fréquence d'accord et se situer à environ 10 % au-dessous de la fréquence de l'harmonique 3.

Ce réglage présente les avantages suivants :

— l'oscillation parasite pendant l'aller du balayage est pratiquement éliminée,

— l'impulsion T.H.T. au secondaire est augmentée jusqu'à 55 %, ce qui permet d'avoir une tension redressée nettement plus élevée (fig. 9-27 *b*),

— la surtension aux bornes du transistor est diminuée d'environ 10 à 20 % (fig. 9-27 *a*).

De plus, ce procédé de production de T.H.T. est particulièrement intéressant en cas de panne de balayage horizontal. La tension d'accélération n'est plus produite et on ne risque pas de brûler l'écran du tube.

VII. CIRCUITS DE DÉVIATION MULTISTANDARDS FRANÇAIS

La réalisation de tels circuits soulève un certain nombre de problèmes. La sélection des standards ne doit demander à l'usager qu'une seule manœuvre, par exemple l'usage d'une touche d'un clavier pour chacun des programmes. Il faut, en outre, que cette commutation ne modifie pas les amplitudes de déviation, ainsi que la linéarité, la luminosité et la concentration.

Pour ce qui a trait à la partie déviation du téléviseur, les principales différences entre le 819 lignes et le 625 lignes sont les suivantes :

— la fréquence de récurrence de la déviation horizontale est de 20 475 Hz pour le 819 lignes (T_A = 48,8 µs) ; elle est de 15 625 Hz pour le 625 lignes (T_A = 64 µs) ;

— le temps de retour de la déviation horizontale est égal à 8 µs en 819 lignes et à 12 µs en 625 lignes ;

— la durée de l'impulsion de synchronisation verticale est de 20 µs en 819 lignes. En 625 lignes, la synchronisation verticale comporte une séquence de cinq impulsions d'une durée globale d'environ 160 µs. Cette séquence est précédée et suivie de cinq impulsions brèves d'égalisation ;

— la largeur de l'impulsion de synchronisation horizontale est de 2,5 µs en 819 lignes et de 5 µs en 625 lignes ;

— la fréquence de récurrence de la déviation verticale reste la même dans les deux systèmes (50 Hz : 20 ms).

On a vu que les circuits de synchronisation verticale ne nécessitent pas de commutation puisque la fréquence de trame est la même dans les deux standards.

Pour la base de temps horizontale, en revanche, il est indispensable de modifier sa fréquence de récurrence. L'oscillateur bloqué est réglé séparément à l'aide de deux potentiomètres sur chacune des deux fréquences. Cette commutation ne présente pas de difficultés particulières.

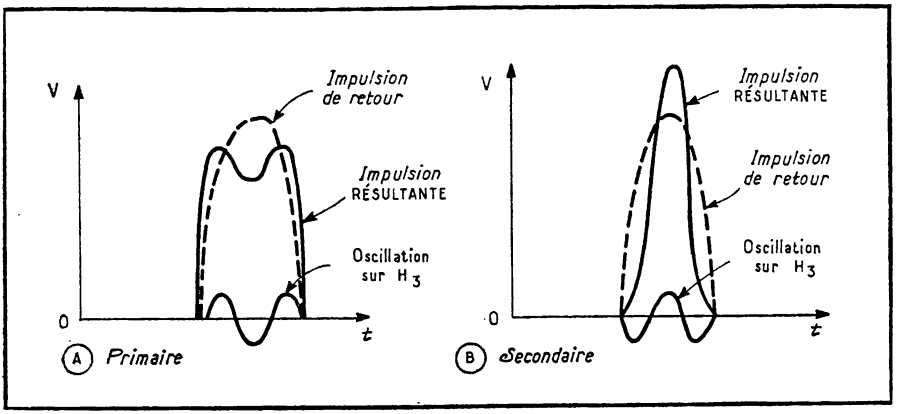


Fig. 9-27. — Accord sur l'harmonique 3 du transformateur de T.H.T.
En A : courbes résultantes au primaire K1
En B : courbes résultantes au secondaire K4.

L'étage d'attaque de déviation horizontale ne demande pas de commutation à condition qu'il soit déterminé en fonction du standard possédant le temps d'aller du balayage le plus long (625 lignes).

C'est l'étage de sortie qui pose les problèmes les plus difficiles à résoudre. Ils vont être examinés séparément.

1. Amplitude de la déviation horizontale

Elle doit demeurer constante lors de la réception des deux standards. Elle est proportionnelle au champ électromagnétique de déviation, donc au courant qui traverse les bobines L_y. Il faut donc conserver la même valeur de courant de crête dans le déflecteur. Or : $I = Et_c/L_y$:

t_c = temps de conduction du transistor,

E = tension d'alimentation,

L_y = inductance du déflecteur.

Le temps de conduction est de 20 µs en 819 lignes et de 26 µs en 625 lignes. Il faut donc agir, soit sur la tension d'alimentation, soit sur l'inductance globale du circuit pour conserver la même valeur d'intensité du courant I.

Le procédé le plus simple consiste à modifier la tension d'alimentation de l'étage de sortie horizontale (fig. 9-28). Cependant, on peut éprouver certaines difficultés de réalisation, car la tension d'alimentation des autres étages doit demeurer constante, et, si on se contente d'une résistance chutrice, le rendement s'en ressent.

On peut également employer un déflecteur prévu pour 819 lignes et intercaler une petite inductance auxiliaire en série avec les bobines de déviation en 625 lignes.

Le rendement en 625 lignes est médiocre, car cette inductance dissipe de l'énergie en pure perte (fig. 9-29).

Un autre procédé consiste à conserver la même tension d'alimentation pour les deux standards et à prévoir pour le 819 lignes, où le temps de conduction t_c est plus court, une récupération série produisant une tension d'alimentation plus élevée, dans le rapport des temps d'aller (fig. 9-30). Indépendamment du rendement un peu inférieur de la récupération série comparé à la récupération parallèle, ce montage présente l'inconvénient de nécessiter deux diodes de récupération. Le déflecteur doit être prévu pour le balayage 625 lignes.

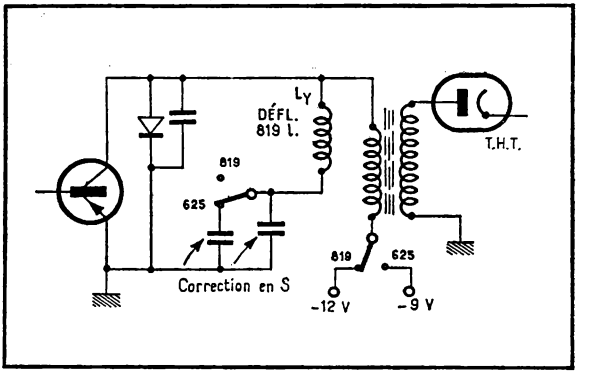


Fig. 9-28. — Modification de la tension d'alimentation de l'étage de sortie pour la réception des deux standards français.

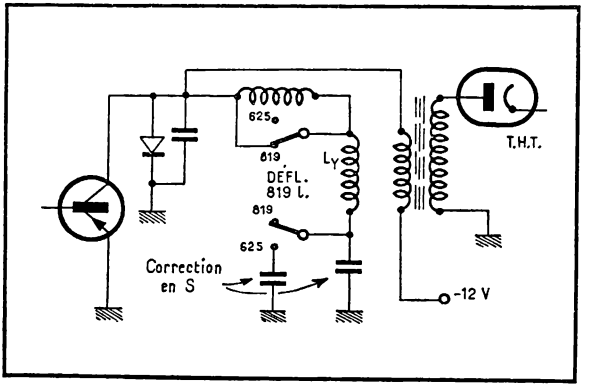


Fig. 9-29. — Adjonction d'une inductance en série avec le déflecteur en 625 lignes.

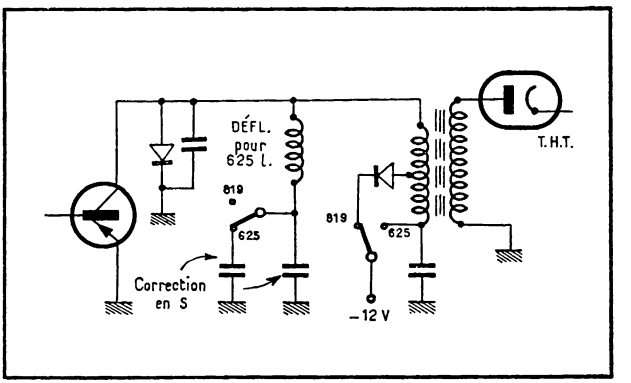


Fig. 9-30. — Utilisation d'une récupération série en 625 lignes et d'une récupération parallèle en 819 lignes.

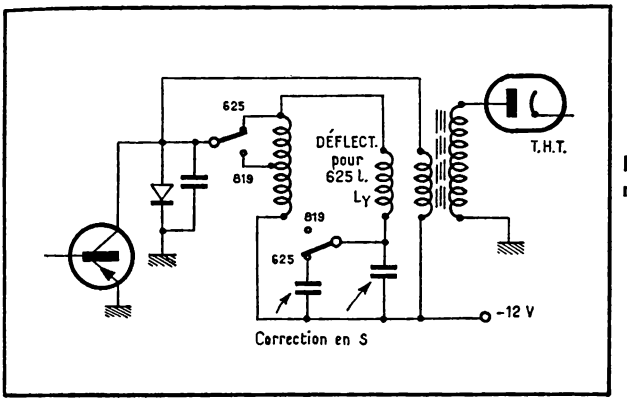


Fig. 9-31. — Autotransformateur élévateur pour 819 lignes.

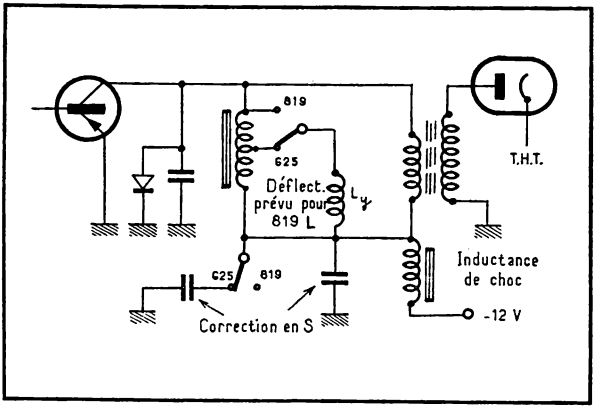


Fig. 9-32. — Autotransformateur abaisseur en 625 lignes.

Une autre solution fait appel à un autotransformateur (fig. 9-31). La tension d'alimentation reste la même dans les deux cas. On intercale un autotransformateur élévateur en 819 lignes dans le cas où L_Y est prévu pour 625 lignes. On peut également prévoir un autotransformateur abaisseur en 625 lignes lorsque le déviateur est prévu pour 819 lignes (fig. 9-32).

2. Linéarité

On a vu précédemment (page 173), la nécessité de corriger la non linéarité apportée par les tubes à grands angles de déviation. Cette correction s'effectue au moyen d'une capacité dite de « correction en S » intercalée en série avec le déflecteur L_y. La valeur de cette capacité est donnée par la formule :

$$C = IT/8U_2.$$

On voit que la valeur de C est fonction de T (temps d'aller du balayage) qui est différent selon le standard choisi. Si on désire conserver une linéarité acceptable, il faut commuter la capacité de correction en S. Sa valeur est plus importante en 625 lignes qu'en 819 lignes, donc pratiquement on ajoute une capacité additionnelle en 625 lignes. Cette commutation est portée sur les figures 9-28 à 9-32.

3. Luminosité et concentration

Ces deux facteurs dépendent des tensions d'alimentation du tube et plus particulièrement de la valeur de la T.H.T.

Comme la T.H.T. est obtenue à partir de la surtension développée par le retour de ligne, elle est proportionnelle à l'amplitude de cette surtension. Pour conserver une T.H.T. constante il faut que la surtension soit identique dans les deux standards. Or $V_{max} = L_y\ I_c\ \pi/t_r$, donc V_{max} est inversement proportionnel au temps de retour (t_r). Parfois, il est possible de garder le même temps de retour pour les deux standards à condition que t_r corresponde au temps de retour le plus court, c'est-à-dire à celui du 819 lignes.

Cela présente quelques inconvénients :

— En 625 lignes, le retour devient trop rapide, ce qui se traduit par un manque apparent d'amplitude du balayage horizontal. Il se produit à gauche de l'écran une bande noire verticale puisque l'exploration horizontale débute avant que le signal vidéo soit appliqué à la cathode du tube.

— En 625 lignes, le rendement est moins bon. Diminuer le temps de retour revient à augmenter le temps d'aller, donc à demander au transistor de sortie un courant de crête plus important.

— De ce fait, la surtension V_{max} augmente, puisque I_c augmente, la T.H.T. et les tensions des alimentations auxiliaires sont plus élevées en 625 lignes qu'en 819 lignes.

Pour toutes ces raisons, il est donc préférable de conserver à chaque standard son temps de retour caractéristique : 8 µs en 819 lignes et 12 µs en 625 lignes. C'est facile à réaliser, en ajoutant, pour le 625 lignes, une capacité de récupération additionnelle à celle nécessaire en 819 lignes. Cependant, le fait d'avoir un temps de retour différent pour chaque système présente un inconvénient. On sait qu'il est souhaitable d'accorder l'inductance de fuite du transformateur T.H.T. sur l'harmonique 3 du retour de ligne. Comme t_r varie, cette condition n'est plus remplie et, lors de la commutation, on observe des variations relativement importantes de la T.H.T. qui se traduisent par un changement de luminosité, une certaine déconcentration et une variation

d'amplitude horizontale et verticale de l'image. Le remède consiste évidemment à rétablir l'accord sur l'harmonique 3. Dans la pratique, cet accord est réalisé au départ en 819 lignes. En 625 lignes, on ajoute en série dans le primaire du transformateur T.H.T. une petite inductance réglable qui rétablit l'accord.

4. Exemple de schéma multistandard (Etude « Sescosem »)

Le schéma complet de l'étage de sortie de déviation horizontale bistandard français est donné sur la figure 9-33.

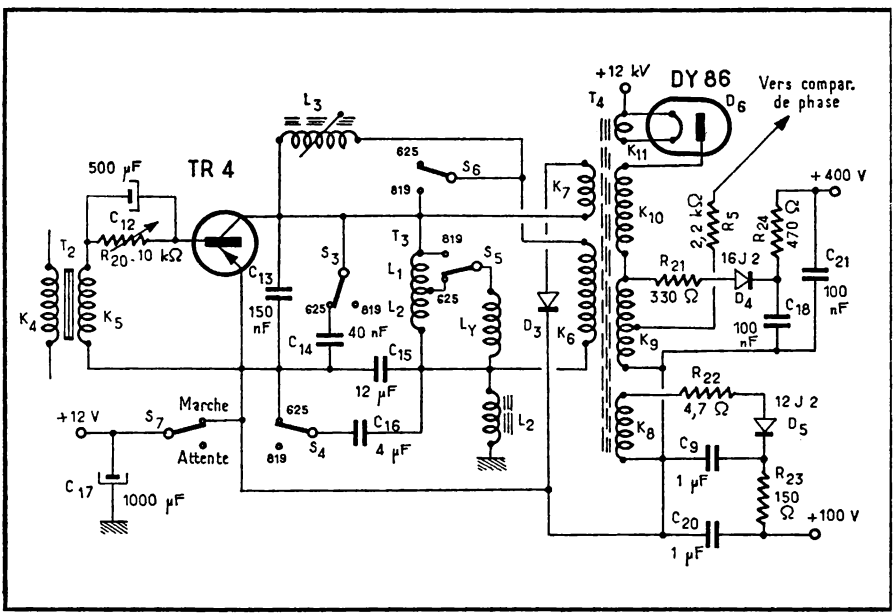


Fig. 9-33. — Schéma complet de l'étage de sortie de déviation horizontale bistandard français.

Le déflecteur L_Y est composé de deux bobines montées en parallèle ; la valeur de l'inductance résultante est de 35 µH. C'est donc un modèle à basse impédance.

L'amplitude de la déviation horizontale est maintenue constante par l'emploi d'un autotransformateur T_3, abaisseur en 625 lignes.

La diode de récupération D3 est reliée au collecteur de TR 4 par l'intermédiaire d'une spire de gros fil (K_7) couplée sur le transformateur T_4 de façon à compenser la non linéarité apportée par la caractéristique directe de la diode de récupération.

La non linéarité provoquée par la grande ouverture du tube est corrigée en 819 lignes par la capacité de « correction en S » C_{15}. En 625 lignes, on

branche en parallèle sur C_{15} une capacité additionnelle C_{16} par le jeu du contacteur S_4.

Le temps de retour est rendu conforme au standard choisi en commutant la capacité de récupération C_{13} et C_{14} par l'intermédiaire de S_3.

L'accord de T_4 sur l'harmonique 3 du retour de ligne est réalisé primitivement en 819 lignes ; il est maintenu en 625 lignes par l'inductance réglable L_3. Cette dernière est mise hors service en 819 lignes par S_6.

L_2 est une inductance de choc dont la valeur est grande devant celle du déflecteur ; elle a pour but de ne laisser circuler à travers elle que le courant moyen nécessaire au fonctionnement de l'étage de sortie.

De même, l'enroulement primaire (K_6) du transformateur T.H.T. présente une inductance considérablement plus élevée que celle de L_7. L'enroulement K_{10} fournit la T.H.T. qui est redressée par la diode D6. Son filament est alimenté par un petit enroulement fortement isolé (K_{11}). Les différentes tensions auxiliaires sont prélevées sur les enroulements K_8 et K_9.

Dans le but de réduire les résistances parasites, les connexions du circuit de sortie sont effectuées en gros fil, ou mieux en tresse de cuivre. L'emplacement des composants est déterminé de façon à obtenir un câblage aussi court que possible.

Les inverseurs S_3, S_4 et principalement S_5 doivent être choisis en fonction de l'intensité de crête qu'ils commutent. Leur résistance de contact doit être très faible.

Le contacteur 819-625 lignes comporte un système de sécurité qui n'autorise le changement de standard que lorsque l'étage de sortie n'est plus alimenté ; c'est le rôle de l'interrupteur S_7. En effet, le transistor TR 4 risque d'être endommagé par les surtensions transitoires qui se produisent pendant le changement de standard, si l'alimentation de l'étage de sortie n'est pas coupée.

Le tube cathodique utilisé dans cette étude est du type AW 21-11 de 21 cm. Un tube de 28 cm peut également être monté. L'énergie nécessaire est de 1 mJ. La T.H.T. est de 12 kV.

Le transistor TR 4 est au germanium. Il admet : $I_{C\,max} = 15$ A, $V_{CE\,max} = 170$ V. La diode de récupération D3 est également au germanium ; elle admet une tension inverse de crête maximale de 170 V et une chute de tension directe maximale de 0,5 V pour 7 A. Le temps de montée du courant pour 7 A est de 1,5 μs (par exemple AU 103).

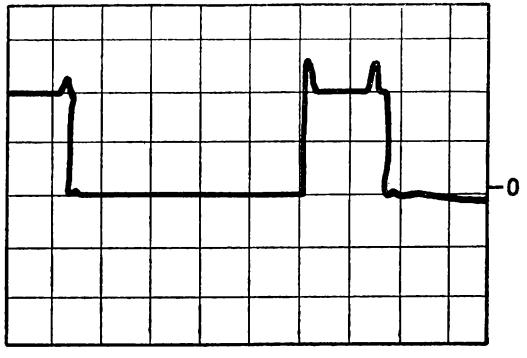
La figure 9-34 donne la forme de la tension ou du courant en certains points caractéristiques de l'étage de sortie de déviation horizontale.

L'abaque de la figure 9-35 donne la valeur de la non linéarité apportée par la résistance du circuit de déviation. On voit l'importance qu'il y a d'obtenir une très faible résistance du circuit total.

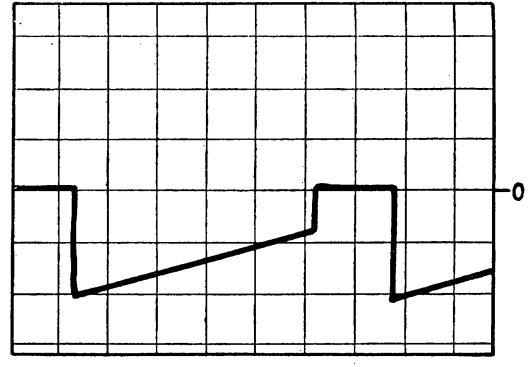
VIII. BOBINES DE DÉVIATION

Les bobines de déviation pour télévision sont assez difficiles à calculer pour obtenir un rendement optimal.

A : forme de la tension émetteur-base de transistor TR4.
Horizontal :
10 µs/div.
Vertical :
2 V/div.



B : forme du courant base du transistor TR4 (625 lignes).
Horizontal :
10 µs/div.
Vertical :
200 mA/div.



C : forme du courant collecteur du transistor TR4 (819 lignes).
Horizontal :
5 µs/div.
Vertical :
5 A/div.

D : forme du courant dans la diode de récupération D3 (819 lignes).
Horizontal :
5 µs/div.
Vertical :
2 A/div.

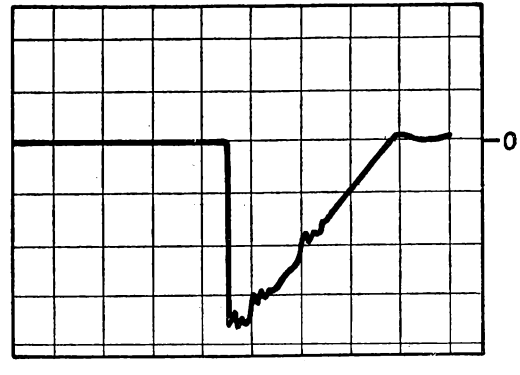
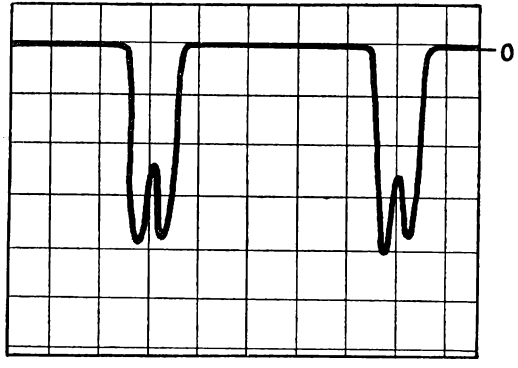
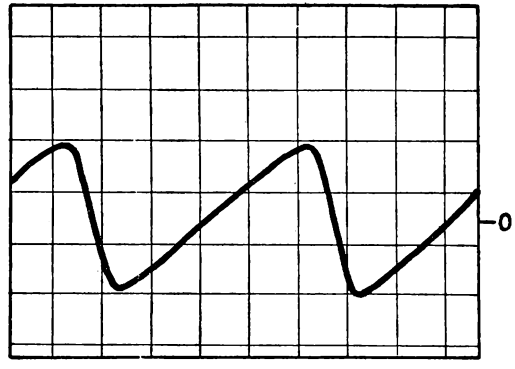


Fig. 9-34. — Forme de la tension ou du courant en certains points caractéristiques de l'étage de sortie.

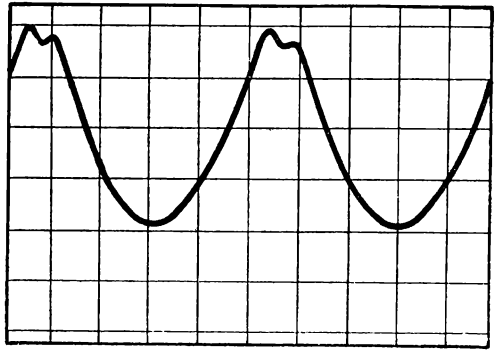
E : forme de la tension entre émetteur et collecteur du transistor TR4 (819 lignes).
Horizontal : 10 µs/div.
Vertical : 20V/div.



F : forme du courant dans le déflecteur L_Y (819 lignes).
Horizontal : 10 µs/div.
Vertical : 5 A/div.



G : forme de la tension aux bornes du condensateur de correction « en S » : C_{15} (819 lignes).
Horizontal : 10 µs/div.
Vertical : 2 V/div.



H : forme de l'impulsion T.H.T. aux bornes de l'enroulement K10.
Horizontal : 10 µs/div.
Vertical : 5 kV/div.

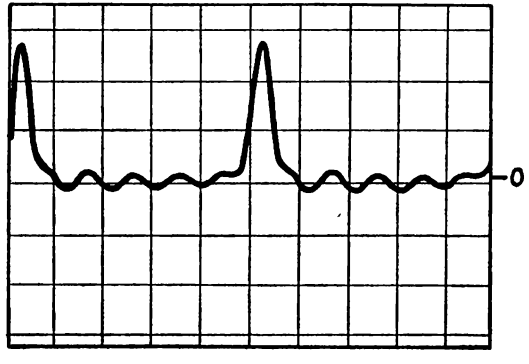


Fig. 9-34 (suite)

L'énergie à appliquer au faisceau électronique dépend de l'angle de déviation du tube et de la valeur des tensions appliquées à ses électrodes d'accélération. Plus on place les bobines près du faisceau électronique, moins il faut leur fournir de puissance pour obtenir une même énergie. C'est pourquoi les nouveaux tubes pour téléviseurs portables ont un col de 20 mm de diamètre, au lieu de 28 mm pour les tubes normaux.

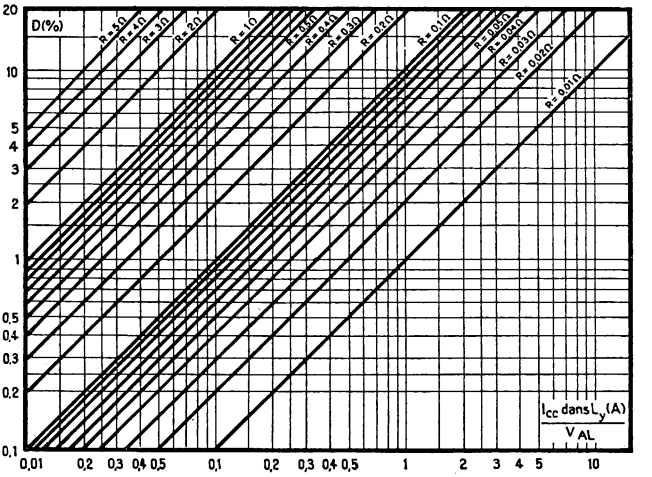


Fig. 9-35. — Valeur de la non linéarité apportée par la résistance du circuit de déviation.

Le fait de passer de 28 mm à 20 mm pour le col d'un tube permet de réaliser une économie d'énergie de 15 %, cela pour une même valeur de T.H.T. et pour des systèmes de déviation adaptés.

Le fait de passer de 90° à 110° pour l'angle de déviation du tube, tous les autres paramètres étant inchangés, nécessite une augmentation d'énergie de 60 %.

On voit que le tube le plus économique au point de vue énergie de balayage est le modèle 90° à col de 20 mm. C'est ce tube en 31 cm de diagonale qui tend à devenir le standard des téléviseurs portables.

Un bloc de déviation horizontale techniquement parfait n'aurait à fournir qu'une énergie de 0,4 mJ pour ce tube. En réalité, à cause des pertes par les champs extérieurs, on prévoit une énergie de 0,8 mJ. Le même tube en 110° exige environ 1,4 mJ.

Un déviateur comprend : une bague de ferrite, deux bobines horizontales en « selle de cheval » et deux bobines verticales toroïdales.

La bague est un ferrite de manganèse et de zinc baptisé Ferrinox B ou T par *Cofelec*, Ferroxcube 3 par *Coprim* et Fermalite par *L.T.T.*

Le modèle 3 C 2 de *Coprim* a les caractéristiques suivantes : fréquence maximale 2 MHz, perméabilité initiale 1100, induction de saturation B à 800 At/m = 0,35 Wb/m², champ coercitif 32 At/m, point de Curie 150°C.

La figure 9-36 donne en exemple les cotes de la bague de ferrite pour tube de 90° et les cotes du modèle pour tube de 110°.

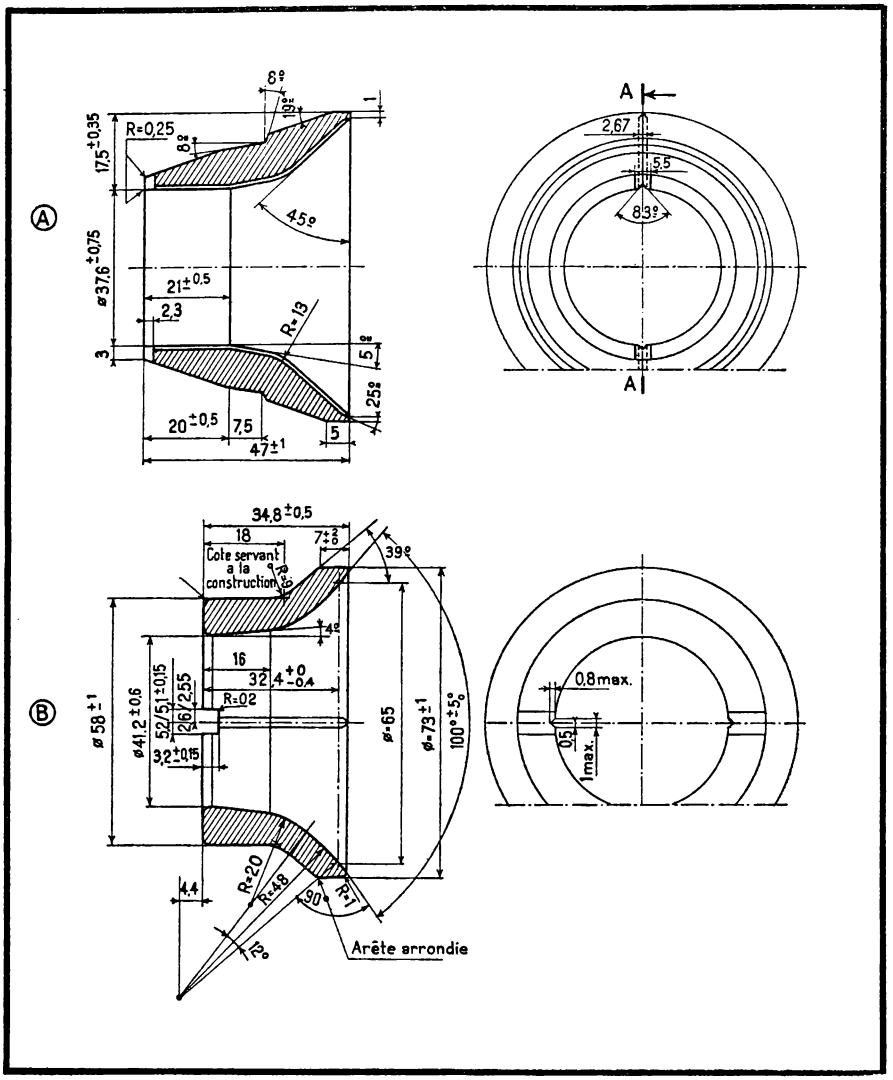


Fig. 9-36. — Bagues de ferrite pour déviateur ; en A, pour tube de 90° ; en B, pour tube de 110°.

Les deux bobines assurant la déviation horizontale sont placées de part et d'autre du col du tube dans le plan horizontal. Le bobinage est dit « en selle de cheval » ; plus exactement il est réalisé selon la loi du cosinus carré. Ces bobines sont placées contre le tube afin d'obtenir le meilleur rendement.

Les deux enroulements de déviation verticale sont bobinés sur la bague de ferrite d'une façon toroïdale, non pas linéaire, mais selon une répartition à variation de cosinus. Cette précaution assure une meilleure concentration

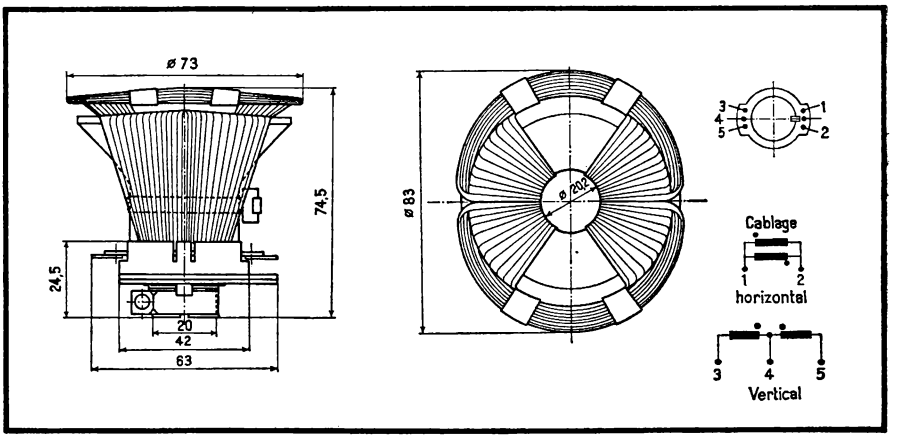


Fig. 9-37. — Ensemble de déflexion pour tube 90° à col de 20 mm pour téléviseur portable (ARENA).

du spot. La figure 9-37 montre en exemple le dessin d'un déviateur *Aréna*. On distingue les bobines horizontales et verticales. Les deux bobines horizontales sont montées en parallèle, tandis que les deux bobines verticales sont branchées en série. Les points indiquent le début du bobinage.

L'ensemble du bloc est monté sur un support en plastique qui comprend les anneaux de cadrage et le système de fixation sur le tube.

Certains blocs comprennent également des aimants de correction afin de pouvoir compenser les déformations en coussin et en trapèze. Les blocs pour récepteurs portables doivent être de dimensions réduites, aussi souvent ne comprennent-ils pas ces aimants. Il suffit de coller directement sur la paroi du tube cathodique des petits aimants enrobés de caoutchouc ou de plastique adhésif.

IX. BASE DE TEMPS HORIZONTALE A REDRESSEUR CONTROLÉ AU SILICIUM

Ce schéma de base de temps utilise un dispositif semiconducteur au silicium qui se comporte comme un thyratron à gaz. Selon les constructeurs, il est appelé : Thyratron au silicium, Trinistor, Redresseur contrôlé au silicium, SCR, etc...

Il répond au schéma de base de la figure 9-38 ; c'est, du point de vue technologique, un transistor de puissance *p-n-p* auquel on a ajouté une jonction *n*.

Du point de vue fonctionnement, c'est un élément bistable qui peut être bloqué ou passant.

A l'état bloqué, il se présente comme indiqué sur la figure. Il suffit de rendre conductrice la diode du milieu pour que l'ensemble soit passant.

Cela est obtenu en appliquant entre anode et cathode une tension supérieure à la tension d'avalanche de la diode centrale, ou en appliquant une impulsion entre l'électrode de commande G et la cathode.

Dans l'état passant, le thyratron se comporte comme une diode ordinaire au silicium. Il conserve cet état quel que soit le signal appliqué à l'électrode de commande, tant que le courant reste supérieur à une certaine valeur ; exemple : courant d'entretien minimal 20 mA pour un dispositif de 15 A.

Dans tous les autres cas, il revient à l'état bloqué.

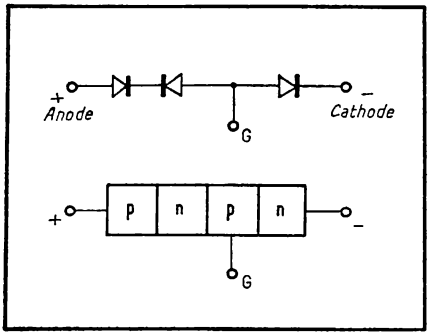


Fig. 9-38. — Représentation schématique d'un thyratron au silicium.

Donc, la conduction est obtenue dans le sens direct, après amorçage à l'aide d'une impulsion de quelques dizaines de mA pendant 2 à 3 μs appliquée entre G et K. Ensuite, le courant de commande est sans influence sur le thyratron qui conduit un fort courant direct, sous une faible chute de tension.

La conduction dure tant que le courant direct ne tombe pas en dessous du courant de maintien, ou tant que la tension aux bornes ne s'inverse pas.

On voit qu'un tel dispositif doit convenir pour l'étage de sortie du balayage horizontal.

Le schéma de principe est donné sur la figure 9-39. C'est un circuit qui fonctionne pendant le retour du balayage, à l'inverse d'un circuit transistorisé qui agit pendant l'aller du balayage. C'est-à-dire qu'un transistor fournit de l'énergie pendant la deuxième moitié du balayage, puis la récupération, chargée pendant le retour, en fournit la première moitié.

Dans ce circuit, c'est le thyratron qui fournit l'énergie pendant le retour à la bobine de déviation. Cette énergie est récupérée et restituée à la source pendant le balayage. Le thyratron ne conduit que pendant un temps réduit.

A la mise en route, la source charge le condensateur C au travers de la bobine à relativement haute impédance L (fig. 9-40 *a*) pendant le temps de 0 à t_1.

Cette inversion de tension provoque, dans le thyratron, une inversion de courant qui le bloque.

Le courant dans la bobine décroît selon une loi linéaire (fig. 9-40 *e*), donnant la dent de scie désirée. L'énergie est absorbée par la récupération qui la restitue à la source.

Pendant ce temps (t_3 à t_4), le condensateur C se recharge et le cycle recommence lors de l'arrivée de l'impulsion de synchronisation suivante.

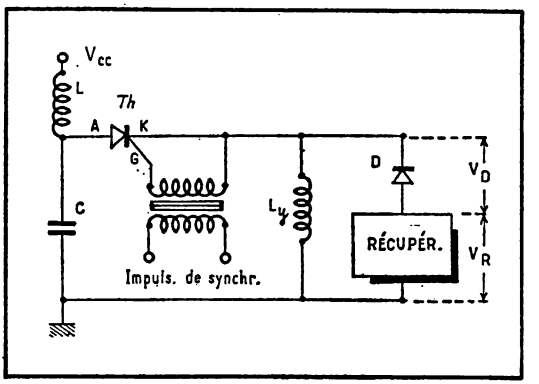


Fig. 9-39. — Schéma de principe d'un circuit de balayage horizontal à thyratron au silicium.

Sous l'effet de l'impulsion de synchronisation horizontale appliquée entre G et K du thyratron, ce dernier conduit. La bobine de déviation L_y est reliée à C. Celui-ci se décharge dans la bobine très rapidement entre les temps t_2 et t_3.

Lorsque la tension aux bornes de C et de L_y tend vers zéro, le courant dans la bobine est maximal (fig. 9-40 *a*, *c* et *e*). Au temps t_3, le circuit L_y-C a tendance à osciller, la tension aux bornes devient négative jusqu'à atteindre la tension $V_D + V_R$, c'est-à-dire la valeur de la chute de tension directe de la diode (V_D), plus la tension aux bornes du circuit de récupération (V_R).

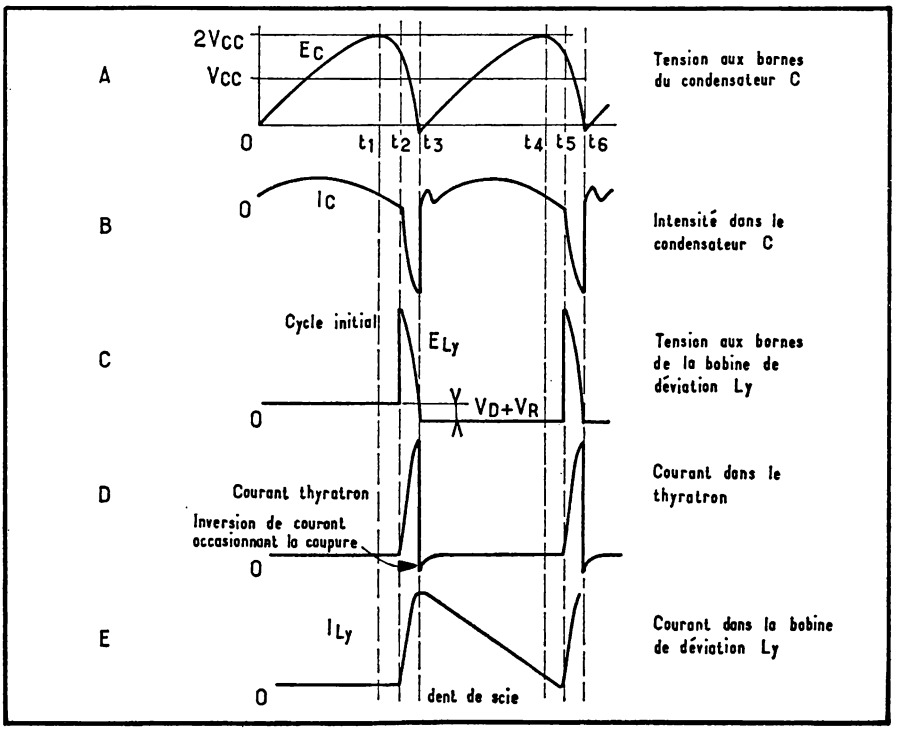


Fig. 9.-40. — Forme des signaux dans le circuit de balayage horizontal par thyratron.

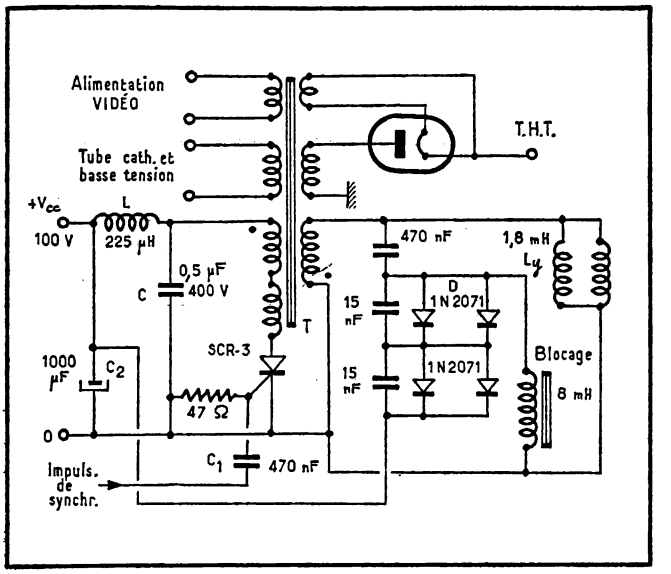


Fig. 9-41. — Schéma pratique de balayage horizontal à thyratron au silicium pour tube 61 cm - 110°.

Le schéma de la figure 9-41 donne la réalisation pratique d'un circuit de déviation horizontale pour téléviseur équipé d'un tube 61 cm - 110° alimenté par le secteur.

Le secteur 120 V est redressé, filtré, et appliqué directement au circuit de balayage, sans transformateur d'alimentation, sous 100 V continus environ.

La tension d'alimentation Vcc charge le condensateur C (0,5 µF) au travers de L (225 µH). L'impulsion de synchronisation est appliquée sur l'électrode de commande du thyratron au travers du condensateur C_1. Les bobines de déviation sont relativement à haute impédance, puisqu'elles ont une inductance de 1,8 mH, contre 30 à 200 µH pour les circuits à transistors ; la tension d'alimentation est également plus élevée (100 V au lieu de 12 V à 50 V). De ce fait, l'intensité dans le circuit est plus faible pour une même énergie de déviation. Les diodes de récupération (D) sont quadruplées pour un meilleur rendement sous une tension plus élevée. Le courant renvoyé vers la source par la récupération charge le condensateur C_2 de forte valeur (1000 µF) qui assure le filtrage de l'alimentation du téléviseur. Le transformateur (T) comporte également l'enroulement T.H.T. et les enroulements d'alimentation spéciaux. On peut également prévoir un enroulement 12 V pour les circuits qui doivent être isolés du secteur. En effet, l'étage de puissance est relié directement au réseau. Au besoin le transformateur T joue le rôle de transformateur d'alimentation.

Ce circuit procure aux bobines L_y une énergie de déviation de 2,1 mJ convenant pour un tube de 61 cm - 110°. L'énergie prise à l'alimentation est de 8,4 mJ, soit un rendement de 25 %.

Le temps de commutation des *S.C.R. Fairchild* est de 60 ns. La grille de commande nécessite une impulsion de 50 µA pour déclencher le thyratron.

On voit que ce circuit est intéressant.

CHAPITRE 10

L'alimentation

I. GÉNÉRALITÉS

On sait qu'il existe deux grandes classes de téléviseurs à transistors ; les portables et les appareils d'appartement.

Les téléviseurs portables sont alimentés par le secteur, lorsqu'ils sont à point fixe, et sur batterie incorporée lorsqu'on les utilise en déplacement. Cette batterie ne peut être ni trop lourde ni trop encombrante, aussi donne-t-elle une autonomie assez faible, comprise entre 5 et 8 heures, selon les modèles. La batterie interne est rechargée par le secteur. Cette charge doit être limitée automatiquement, afin d'ôter tout souci de surveillance à l'utilisateur. De plus, la tension d'alimentation doit être soigneusement régulée afin de ne pas risquer de surcharger certains étages et de conserver des performances régulières. Ce sont des appareils à petit tube, jusqu'à 31 cm, dans lesquels la consommation est réduite pour augmenter l'autonomie sur batterie. Ils consomment environ 0,35 A sous 127 V 50 Hz ou 2 A sous 12 V, soit 45 W sur le secteur et 24 W sur la batterie.

Les téléviseurs d'appartement sont alimentés uniquement par le secteur. Leur circuit d'alimentation est donc plus simple. La valeur de la tension redressée peut être quelconque. On adopte généralement une tension plus élevée que 12 V, afin de réduire l'intensité et d'améliorer le rendement de certains étages. On rencontre des tensions de toutes les valeurs comprises entre 12 V et 50 V. La recherche de l'économie est moins poussée, et, du reste, les grands tubes nécessitent des puissances d'alimentation plus importantes. La puissance prise au réseau atteint 0,7 A sous 127 V (90 W).

Ces deux cas vont être étudiés séparément. De plus, il nous a semblé utile de donner un schéma de chargeur de batterie automatique équipé de thyratrons au silicium.

II. TÉLÉVISEUR PORTABLE ALIMENTÉ SUR LE SECTEUR ET SUR ACCUMULATEUR

Une telle alimentation doit posséder les caractéristiques suivantes :

— elle doit fonctionner jusqu'à 45°C de température ambiante,

— elle délivre une tension stabilisée de 12 V sous un débit maximal de 2 A,

— elle peut fonctionner à partir du secteur alternatif 50 ou 60 Hz, 110 ou 220 V, ± 15 %,

— elle charge la batterie d'accumulateurs, détecte le seuil de fin de charge, puis passe automatiquement sur la charge d'entretien,

— une commutation permet d'alimenter le téléviseur sur une batterie extérieure de 12 V.

Ces différentes fonctions sont réalisées par le jeu d'un contacteur à trois touches appelées : « Secteur », « Charge », « Batterie ». Un cavalier permet de brancher une batterie extérieure.

La tension de 12 V a été adoptée pour l'étude décrite au cours de ce chapitre. D'autres réalisations ont été prévues pour des tensions de 16,8 V ou de 18 V. Ces valeurs sont toutes des multiples de 1,2 V, tension de l'élément de la batterie au cadmium-nickel.

1. L'accumulateur

En effet, les impératifs de poids et d'encombrement inhérents aux récepteurs portatifs, conduisent à adopter une batterie d'accumulateur du type cadmium-nickel. Ses principaux avantages sont :

— encombrement et poids réduits à capacité égale, par rapport aux autres types de batterie et particulièrement aux batteries au plomb,

— très bonne étanchéité, ce qui n'est pas le cas de la batterie au plomb dont la charge et la décharge s'accompagnent de dégagement gazeux,

— possibilité de conserver les accumulateurs déchargés sans risque de détérioration,

— pas d'entretien.

En revanche, la tension en cours de charge est assez peu différente de la tension de fin de charge. Cette dernière ne présente pas de coude brusque, comme dans le cas des accumulateurs au plomb. La détection de ce faible seuil est assez difficile pour la mise au point des circuits de charge automatiques. Si le courant n'est pas limité en fin de charge, il peut se produire de graves détériorations aux plaques de la batterie.

Certains constructeurs d'accumulateurs au cadmium-nickel préconisent une charge à courant faible à travers une simple résistance, sans protection de fin de charge. Dans ces conditions, le cycle de charge est allongé, mais la batterie peut supporter le courant de fin de charge pendant plusieurs dizaines d'heures. Certains utilisateurs s'orientent dans cette voie.

2. L'alimentation stabilisée

Le fait d'alimenter un récepteur de télévision à partir du secteur le rend tributaire des variations de tension qui peuvent se produire dans la ligne de distribution. Comme on a vu que les variations d'alimentation sont néfastes pour l'appareil, il faut stabiliser la tension continue d'une façon efficace.

Tous les circuits de redressement et de stabilisation sont étudiés au cours du premier chapitre du livre : « *Le transistor au laboratoire et dans l'industrie* » de *H. Schreiber* (chez le même éditeur). Il semble inutile de reprendre une telle description et nous préférons renvoyer à cet ouvrage le lecteur non averti de cette question.

Le schéma classique d'une alimentation stabilisée est donné sur la figure 10-1.

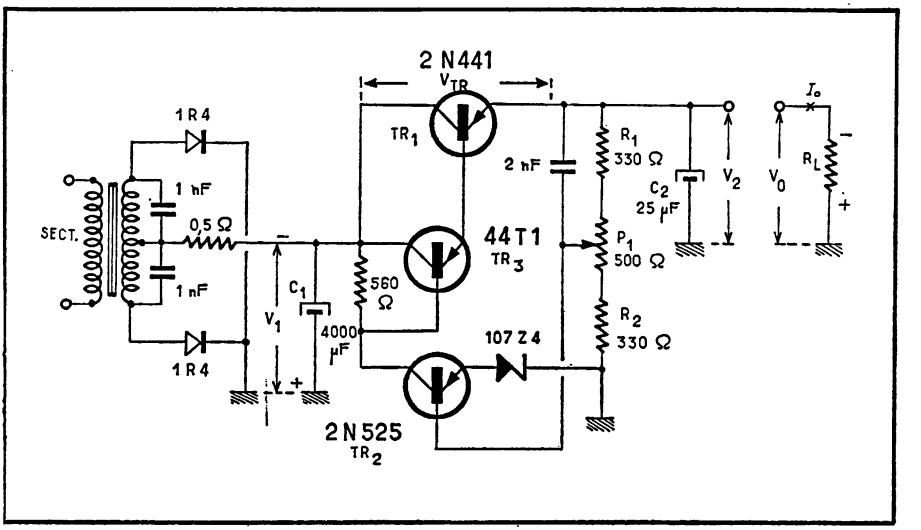


Fig. 10-1. — Schéma d'une alimentation stabilisée.

Le redressement est assuré par deux diodes au silicium montées selon le principe du redressement des deux alternances. Les diodes fonctionnent alternativement et fournissent chacune une alternance à la charge.

Le type de diode choisi doit pouvoir supporter au moins deux fois la tension de pointe donnée par chacun des enroulements du transformateur d'alimentation.

Les condensateurs de 1 nF éliminent les oscillations à haute fréquence et les transitoires de faible énergie. La résistance de 0,5 Ω limite l'intensité de crête fournie par les diodes.

Ces précautions sont indispensables, car les diodes au silicium sont très sensibles aux surtensions même de faible durée. Les principales origines des surtensions sont :

— *la coupure brusque du circuit primaire* du transformateur par la

manœuvre de l'interrupteur. Cette surtension peut atteindre huit à dix fois la tension inverse maximale ;

— *la mise sous tension du primaire* du transformateur. Une oscillation transitoire prend naissance dans le secondaire qui peut atteindre deux fois la tension maximale du secondaire ;

— *l'interruption du circuit de sortie.* L'énergie emmagasinée en ligne engendre aux bornes de l'interrupteur et des redresseurs une tension égale à — L dI/dt qui peut être importante s'il n'existe pas de circuit dérivateur ;

— *le temps de recouvrement des porteurs.* Lorsqu'un redresseur est polarisé dans le sens passant au cours d'un cycle du réseau alternatif, il s'écoule un temps très bref, de quelques microsecondes, avant que les porteurs accumulés dans le semiconducteur puissent être évacués. Le redresseur ne reprend donc pas immédiatement ses propriétés inverses et présente un court-circuit du réseau. Lorsque les porteurs ont disparu, le redresseur prend son état bloqué. Le courant est brutalement interrompu et le redresseur est soumis à une surtension due à l'énergie emmagasinée dans la réactance de la source ;

— *les phénomènes atmosphériques*, qui peuvent produire des transitoires en ligne soumettant les redresseurs à des fortes surtensions inverses.

Les filtres L-C ne sont pas à recommander à cause de leur volume et de leur poids. D'autre part, le champ magnétique rayonné par l'inductance au voisinage de l'entrefer risque de perturber la géométrie de l'image sur le tube, si dans une version portable les organes sont très proches les uns des autres.

Les filtres R-C en basse tension nécessitent des capacités de valeur très élevée et introduisent une chute de tension trop importante.

C'est pourquoi on préfère les filtres à transistors. Le transistor TR 1, en série dans la ligne, assure le filtrage ainsi que la régulation. Il doit pouvoir dissiper la puissance déterminée par l'intensité qui le parcourt et par la tension entre collecteur et émetteur (V_{TR}). Il faut le monter sur une ailette de refroidissement de surface appropriée.

Le condensateur d'entrée C_1 de forte valeur (4000 µF) et le condensateur de sortie C_2 (25 µF), joints au transistor TR 1, assurent un filtrage très satisfaisant.

La stabilisation de la tension d'alimentation est obtenue à l'aide de la diode zener 107 Z 4 qui fournit la tension de référence. Le transistor TR 2 compare cette tension de référence à celle fournie par le pont diviseur R_1, P_1, R_2. Le signal de commande qui apparaît sur le collecteur de TR 2 est appliqué sur la base de TR 1 par l'intermédiaire du transistor TR 3 monté en collecteur commun. Le réglage de la tension de sortie (V_o) s'effectue à l'aide de P_1.

Pour une variation secteur de ± 12 %, la tension de sortie V_o varie de ± 0,12 V, pour une intensité de 1,2 A dans la charge, autour de la tension nominale de 12 V.

Pour une variation de consommation dans la charge de 0,1 A à 1,2 A la tension varie de 12,2 V à 12 V.

3. Description de l'étude « Sescosem »

Le schéma complet de cette alimentation est donné par la figure 10-2.

FONCTIONNEMENT SUR « SECTEUR ».

La touche correspondante est enclenchée. Le secteur est appliqué au primaire du transformateur à travers les fusibles F1 et F2. Les enroulements primaires du transformateur sont reliés en parallèle pour le fonctionnement en 110 V et en série pour le fonctionnement en 220 V.

La tension stabilisée arrive au récepteur à travers le contacteur et un fusible de protection de 2 A.

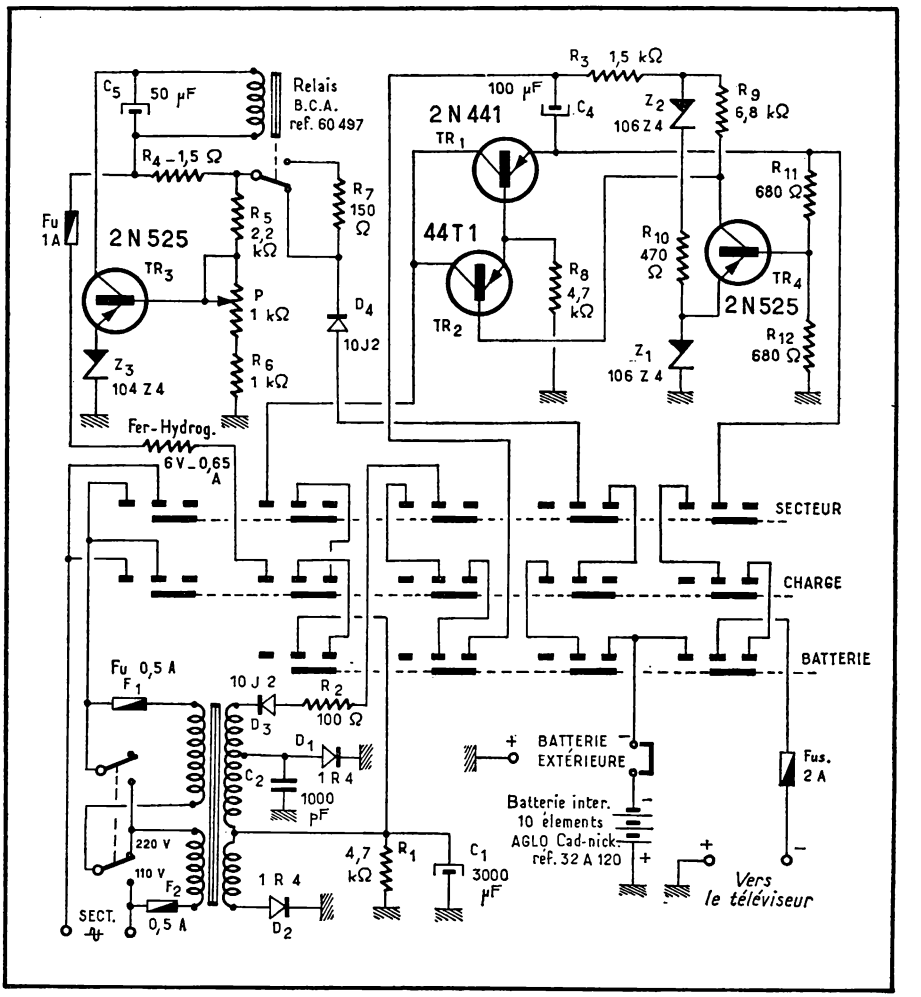


Fig. 10-2. — Schéma complet de l'alimentation mixte secteur-batterie pour téléviseur portable (Sescosem).

Le fonctionnement du redresseur et du circuit de stabilisation a été exposé au paragraphe précédent ; cependant certaines différences sont à relever.

L'amplification de tension est réalisée par le transistor TR 4 dont la base est alimentée par le pont diviseur R_{11}-R_{12} qui doit être ajusté pour obtenir la tension régulée de 12 V. La diode zener Z1 fournit la tension de référence. Le collecteur de TR 4 est alimenté par une tension séparée issue d'un enroulement supplémentaire du transformateur et redressée par la diode D 3.

La résistance interne de l'alimentation est d'environ 0,01 Ω. Le niveau d'ondulation finale est d'environ 1 mV efficace.

FONCTIONNEMENT SUR POSITION « CHARGE ».

La tension continue filtrée, mais non stabilisée, est aiguillée par le contacteur et à travers un fusible de 1 A sur un régulateur de courant qui charge la batterie sous une intensité de 0,7 A.

La régulation du courant est obtenue par une lampe fer-hydrogène. Lorsque le relais est en position repos, le courant parvient à l'accumulateur à travers la diode de protection D4. La batterie est chargée lorsque sa tension atteint 14,5 V. Un système détecteur de seuil est réalisé par le transistor TR 3, la diode zener Z3 et le diviseur de tension R_5, P et R_6. Le seuil est réglé à 14,5 V au moyen de P. Au-delà de cette limite, le transistor TR 3 excite le relais qui passe en position travail et se trouve verrouillé par la résistance R_4. La batterie est alors chargée par un courant d'entretien de 0,1 A à travers la résistance R_7.

FONCTIONNEMENT SUR POSITION « BATTERIE ».

Le commutateur branche la batterie intérieure directement sur le téléviseur à travers le fusible de 2 A.

Pour obtenir le fonctionnement du téléviseur sur une batterie extérieure de 12 V, il suffit de brancher cette dernière entre les bornes + et —, le cavalier étant enlevé, et d'appuyer sur la touche « batterie ».

III. CHARGEUR AUTOMATIQUE DE BATTERIE

Le schéma de ce chargeur est donné par la figure 10-3. Il est intéressant car il utilise deux thyratrons au silicium. Il a été étudié par la *General Electric.*

L'appareil est prévu pour une batterie au plomb qui donne une pointe de tension bien marquée en fin de charge. La batterie est chargée rapidement par un redresseur à double alternance classique au travers d'un thyratron au silicium SCR 1, utilisé comme commutateur automatique.

Aussi longtemps que la tension de la batterie est faible, SCR 1 reçoit un signal le maintenant en conductance, à travers la résistance R_2 et la diode CR 2. Lorsque la tension de la batterie atteint sa valeur maximale, la tension développée aux bornes de C_1 devient suffisante pour basculer en conduction

le thyratron SCR 2 à travers la diode zener de référence CR 1. A ce moment la tension disponible sur la grille de SCR 1 tombe brutalement à une valeur inférieure à la tension de la batterie, en raison de l'action du diviseur de tension R_2 et R_3. Le thyratron SCR 1 se bloque par un début d'inversion de courant et par suite du signal de grille insuffisant. La charge de la batterie s'arrête alors jusqu'à ce qu'elle devienne suffisamment déchargée. Le circuit est ajusté par R_1 pour se déclencher à la tension voulue.

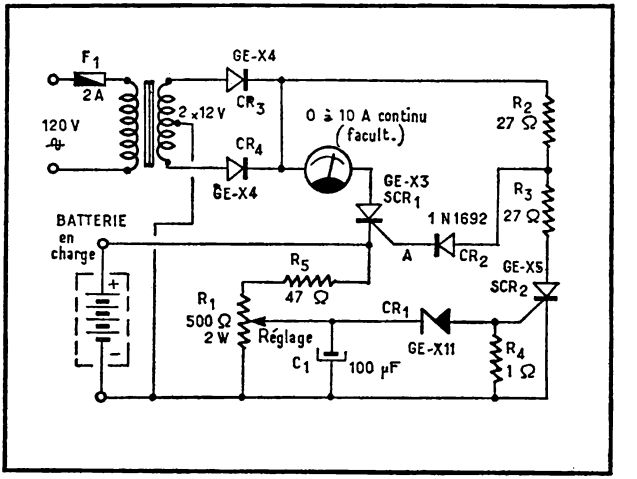


Fig. 10-3. — Chargeur automatique de batterie à thyratrons au silicium.

Ce circuit peut être utilisé pour la charge automatique de n'importe quelle batterie.

IV. ALIMENTATION STABILISÉE POUR TÉLÉVISEUR D'APPARTEMENT

Le schéma complet de cette alimentation est donné par la figure 10-4. Il a été étudié par *La Radiotechnique*.

Le téléviseur d'appartement à tube cathodique de grandes dimensions fonctionne uniquement sur le secteur, ce qui simplifie le schéma de l'alimentation. Bien entendu, il est indispensable que cette alimentation soit stabilisée. La tension continue choisie est de 15 V. Avec un courant maximal de faisceau du tube de 500 µA, la consommation totale du téléviseur est de 3 A. Avec un courant de faisceau nul, la consommation est de 2,5 A. Le circuit de stabilisation doit admettre ces variations de consommation, pour des variations du secteur de ± 10 %. La tension de sortie se situe entre 14,8 V et 15,1 V pour les variations extrêmes.

Le redresseur est équipé de deux diodes au silicium redressant les deux alternances. Le transformateur délivre deux fois 17 V. Un enroulement séparé assure le chauffage du tube cathodique. Chaque diode est montée sur un radiateur de 8 cm².

Le transistor T 1 assure le filtrage de la tension d'alimentation. Pour éviter un trop grand échauffement, T 1 est shunté par la résistance R3 qui, bien sûr, augmente légèrement la tension d'ondulation résultante. C'est une impédance variable montée en série avec l'utilisation et qui est ajustée automatiquement pour maintenir constante la tension d'alimentation dans les limites spécifiées.

Un signal d'erreur est obtenu par comparaison d'une partie de la tension de sortie avec la tension de référence. Le signal d'erreur est amplifié, puis il est appliqué à l'élément régulateur de telle manière que les variations du courant d'utilisation et de la tension d'entrée tendent à être compensées. Ce montage est très proche de celui décrit au paragraphe précédent.

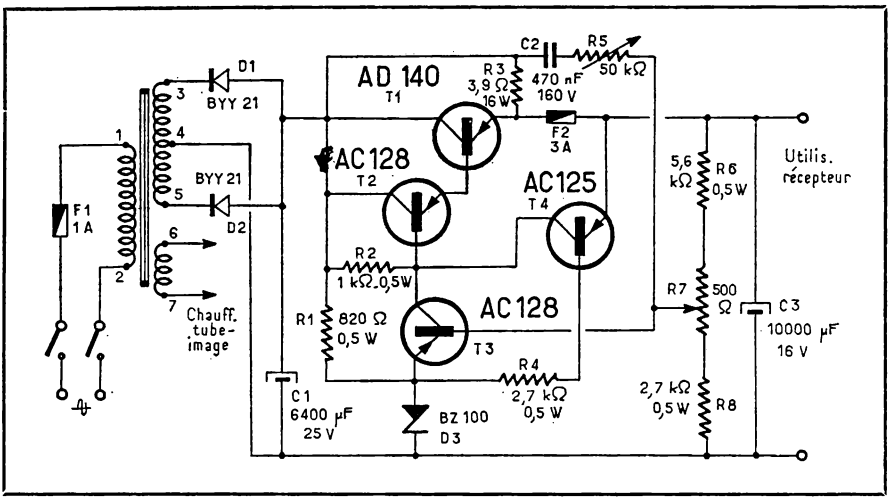


Fig. 10-4. — Alimentation secteur stabilisée, pour téléviseurs d'appartement (Radiotechnique).

Il faut, de plus, protéger les transistors contre les courants excessifs pouvant être produits par le court-circuit des bornes de sortie, en raison de la faible résistance série du redresseur. Le régulateur est protégé, car il est mis hors circuit en quelques microsecondes à la suite d'une surcharge.

L'étage de protection est assuré par le transistor T 4. Il commence à fonctionner lorsque les bornes de sortie sont mises en court-circuit. T 4 se bloque et l'entrée du régulateur série est également bloquée de ce fait. Le courant de base est limité par R4. Le courant dans R3 et dans le fusible F2 augmente alors pendant un temps assez bref jusqu'à 5 A environ. Le fusible retardé F2 (3 A) fond. Ce montage de protection simple se révèle très satisfaisant.

La résistance interne de cette alimentation est de 0,1 Ω.

La puissance consommée sur le secteur est de 89 W.

CHAPITRE 11

Téléviseurs complets

I. TÉLÉVISEUR PORTABLE A TUBE DE 31 cm

Pour illustrer l'étude des différents circuits qui composent un téléviseur nous allons décrire un récepteur complet moderne ; nous avons pris en exemple le *T* 719-31 *Pathé-Marconi.*

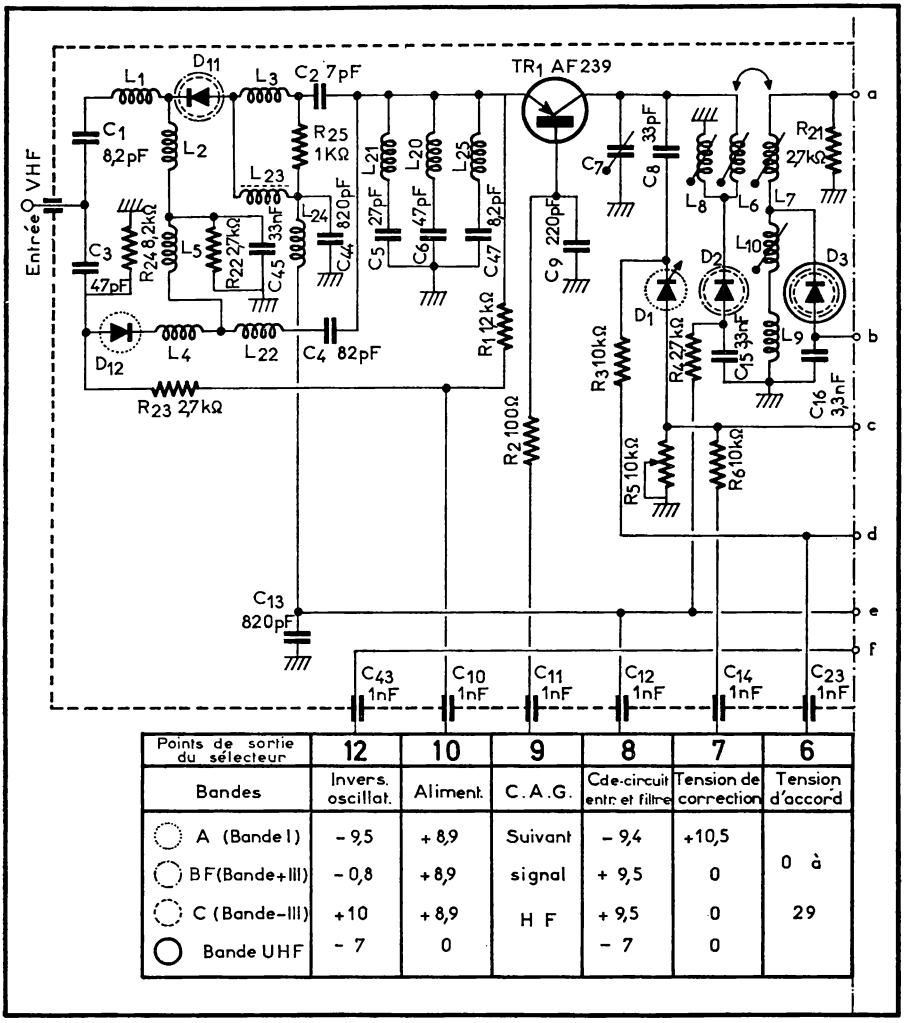
C'est un appareil portable à tube de 31 cm, alimenté sur le secteur 115-230 V, 50 Hz et sur accumulateur de 12 V extérieur. Il comprend 33 transistors et 42 diodes. Il reçoit les stations françaises dans les bandes V.H.F. et U.H.F. en 819 lignes ou en 625 lignes. Il est muni d'un sélecteur V.H.F. et d'un tuner U.H.F. à diodes à capacité variable ; la commutation s'effectue par des diodes polarisées en direct ou en inverse. L'amplificateur B.F. délivre 0,6 W. La consommation du téléviseur est de 45 VA sur secteur et de 25 VA sous 12 V. Un circuit de charge (0,5 A) permet de maintenir la batterie en état de fonctionnement.

Le schéma d'un téléviseur étant trop important pour pouvoir figurer sur une double page, nous allons le décrire en le fractionnant par sous-ensembles et par plaquettes de circuit imprimé.

1. 1. *LE SÉLECTEUR V.H.F. A DIODES A CAPACITÉ VARIABLE.*

Le schéma de ce sélecteur est donné sur la figure 11-1. Il permet de recevoir :

— les canaux 2 et 4. Bande I, repère A du commutateur ;
— les canaux pairs. Bande III, repère B du commutateur ;
— les canaux impairs. Bande III, repère C du commutateur ;
— la station de Luxembourg. Bande III, repère F du commutateur par l'adjonction de réjecteurs évitant les brouillages locaux ;

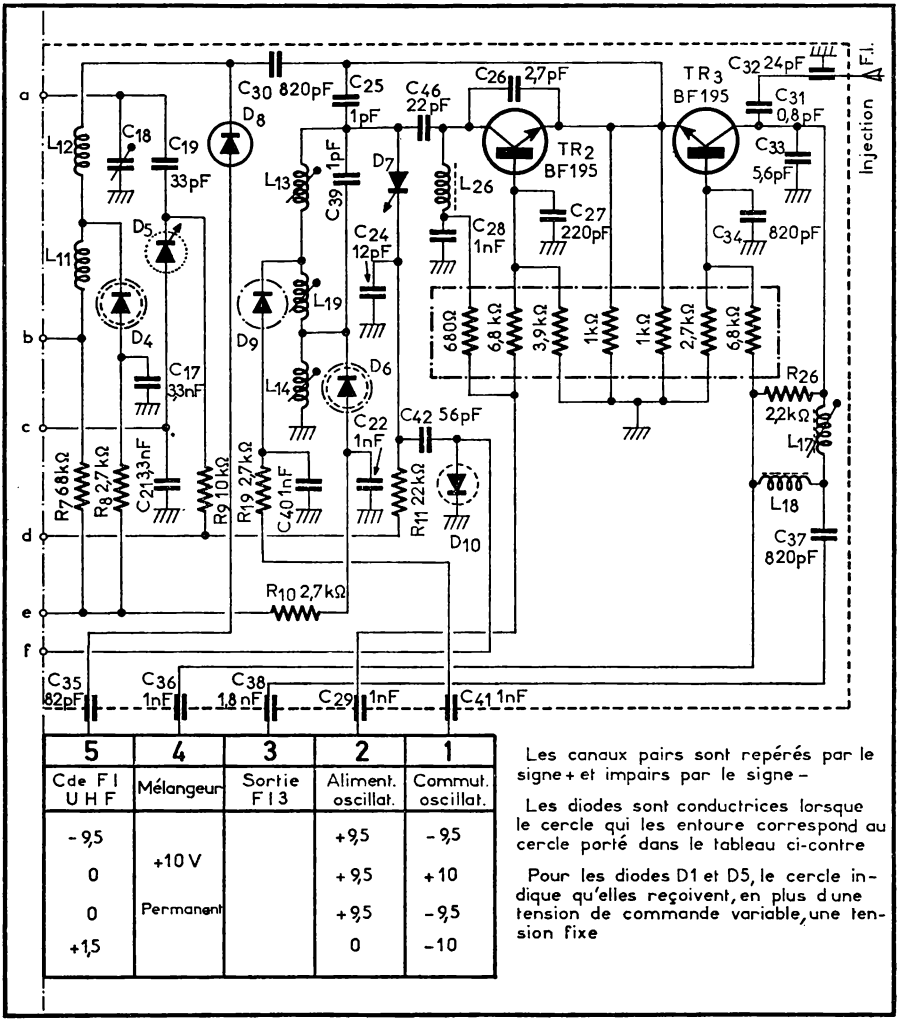


Points de sortie du sélecteur	12	10	9	8	7	6
Bandes	Invers. oscillat.	Aliment.	C.A.G.	Cde-circuit entr. et filtre	Tension de correction	Tension d'accord
A (Bande I)	- 9,5	+ 8,9	Suivant	- 9,4	+10,5	0 à
BF (Bande+III)	- 0,8	+ 8,9	signal	+ 9,5	0	
C (Bande-III)	+10	+ 8,9	H F	+ 9,5	0	29
Bande UHF	- 7	0		- 7	0	

— lors de la commutation sur U.H.F., le dernier étage TR 3 fonctionne en amplificateur F.I. supplémentaire.

Toutes les commutations sont effectuées par diodes polarisées en direct ou en inverse. Il est donc nécessaire de disposer des tensions continues suivantes : +10 V de l'alimentation générale du téléviseur, —10 V et +30 V fournis par l'étage de puissance du balayage horizontal, après redressement, filtrage et stabilisation.

La recherche des stations est effectuée par la manœuvre d'un simple potentiomètre démultiplié dans le rapport 8/1 (PW 1 de 10 kΩ linéaire du schéma général). En bande I un tour du bouton correspond à 3 MHz et en bande III à 11 MHz.



5	4	3	2	1
Cde F I U H F	Mélangeur	Sortie F I 3	Aliment. oscillat.	Commut. oscillat.
- 9,5	+10 V		+ 9,5	- 9,5
0			+ 9,5	+ 10
0	Permanent		+ 9,5	- 9,5
+1,5			0	-10

Les canaux pairs sont repérés par le signe + et impairs par le signe -

Les diodes sont conductrices lorsque le cercle qui les entoure correspond au cercle porté dans le tableau ci-contre

Pour les diodes D1 et D5, le cercle indique qu'elles reçoivent, en plus d'une tension de commande variable, une tension fixe

Fig. 11-1. — (La première partie de cette figure est en regard sur la page précédente) Téléviseur T 719-31 portable de Pathé-Marconi, **schéma du sélecteur V.H.F. à diodes à capacité variable.**

L'antenne incorporée pour champ fort, ou les antennes extérieures pour champ faible avec leur coupleur V.H.F.-U.H.F. sont branchées à la prise unique d'antenne de la platine PRC 1 (schéma général) sous une impédance de 75 Ω.

Analysons le schéma de la figure 11-1 ; il est assez complexe, par suite de la présence des canaux pairs et impairs du standard français.

L'antenne est reliée aux bobinages d'entrée commutés par D 12 en bande I et par D 11 en bande III. On voit que lorsque D 12 est conductrice, D 11 est bloquée ; l'antenne est donc reliée à l'émetteur de TR 1 par C 3, L 4, L 5, L 22, C 4 et les réjecteurs L 21, L 20, L 25. Par contre, en bande III, la commutation est assurée par C 1, L 1, L 2, L 3, L 23, C 2 et les réjecteurs L 21, L 20, L 25. Le circuit d'entrée n'est pas accordé d'une façon variable, il est réglé au milieu de la plage à couvrir.

TR 1 est monté en base commune, c'est un mésa-germanium AF 239. Son circuit collecteur est accordé par la diode à capacité variable D 1 en parallèle sur L 6 + L 8 en bande I (D2 bloquée) et sur L 6 en bande III (D2 conducteur). Ces bobinages sont couplés avec L 7, L 10, L 9 en bande I et avec L 7 en bande III et en U.H.F. ; ils sont accordés par la diode à capacité variable D 5.

La diode D 8 n'est conductrice qu'en U.H.F., c'est par cette liaison (4) que la F.I. U.H.F. est appliquée à l'émetteur de TR 3.

En bande I l'oscillateur local comprend les bobinages L 13, L 19, L 14 accordés par D 7 ; en bande III canaux directs la fréquence vision est supérieure à celle du son et on utilise le battement supérieur de l'oscillateur local ; c'est donc l'inductance la plus faible qui est seule en circuit, il s'agit de L 13, car D 9 et D 6 sont conductrices. Pour la réception des canaux inversés la fréquence de la vision est inférieure à celle du son et c'est le battement inférieur de l'oscillateur local qui est employé ; le circuit comprend les bobinages L 13 et L 19 en série, car D 9 est bloquée et D 6 est conductrice, accordé par D 7. Le transistor TR 2 est l'oscillateur, c'est un planar silicium BF 195. Il est monté en base commune, la capacité C 26 assure l'entretien de l'oscillation.

Le mélangeur est TR 3, c'est un planar silicium BF 195 monté en base commune ; son émetteur est relié à celui de TR 2. Son collecteur comprend les bobinages F.I. L 17 et L 18 accordés sur une plage couvrant les fréquences intermédiaires vision 28,05 MHz et son 39,20 MHz. La sortie F.I. étant effectuée en 3. Pour régler les circuits F.I. du téléviseur, l'injection du signal du générateur est prévue par C 31 et C 32.

La figure 11-1 donne tous les renseignements voulus et en raisonnant logiquement on arrive assez facilement à suivre les circuits.

1. 2. *LE TUNER U.H.F. A DIODES A CAPACITÉ VARIABLE.*

Le schéma de ce tuner U.H.F. est donné par la figure 11-2, il est beaucoup plus simple que celui du sélecteur V.H.F. En effet, en U.H.F., il n'y a qu'une bande et tous les canaux sont dans le même sens ; aucune commutation n'est à prévoir. Lorsque la tension d'alimentation de +10 V est appliquée par le bouton de choix des gammes, le tuner se met en route.

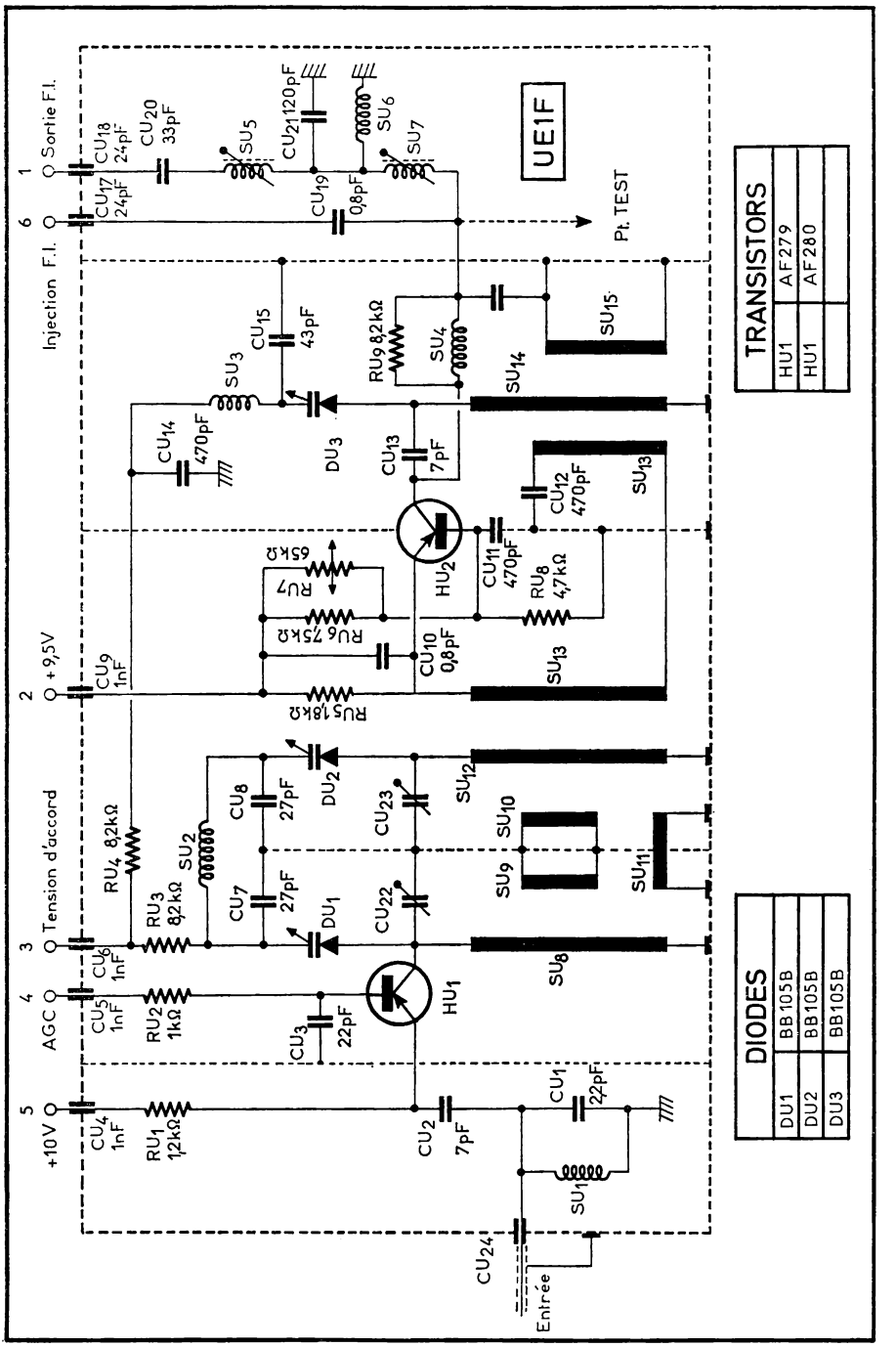


Fig. 11-2. — Téléviseur T 719-31 Pathé-Marconi ; **schéma du tuner U.H.F. à diodes à capacité variable.**

La tension variable d'accord entre +2 V et +29 V est commandée par un second potentiomètre (PU 1 - 22 kΩ linéaire) démultiplié dans le rapport 8/1 ; un tour de bouton correspond à une variation de fréquence de 57 MHz.

L'entrée antenne 75 Ω est accordée par SU 1 et CU 1. L'énergie H.F. est appliquée à l'émetteur du transistor UH 1 monté en base commune (AF 279 mésa germanium). Son collecteur est accordé par la ligne en λ/4 SU 8 et la diode à capacité variable DU 1.

Le couplage entre les lignes SU 8 et SU 12 est constitué par un orifice strictement dimensionné dans le blindage des compartiments. SU 12 est accordée par DU 2 et elle est couplée à la ligne SU 13 reliée à l'émetteur du transistor oscillateur modulateur HU 2 monté en base commune (AF 280 mésa germanium).

L'oscillateur est composé de la ligne SU 14 accordée par DU 3, couplée à la ligne d'entretien SU 13 ; l'impédance caractéristique est maintenue à sa valeur par SU 15.

La F.I. est prélevée sur le collecteur de HU 2, filtrée par SU 4 et CU 16, enfin accordée par SU 7, SU 6, SU 5, CU 19, CU 21 et CU 20. La sortie F.I. est reliée au sélecteur V.H.F. dont le mélangeur sert d'étage F.I. supplémentaire en U.H.F. Pour le réglage de SU 7 et SU 5 la F.I. peut être injectée par la prise 6.

L'étage H.F. du sélecteur et du tuner est commandé par un C.A.G. appliqué sur sa base.

1. 3. *LA PLAQUETTE H.F. ET LES COMMUTATIONS.*

Cette partie du schéma général est donnée par la figure 11-3. Elle comprend, la plaquette H.F. PRC 1 et celle des commutations. Le circuit imprimé PRC 1 reçoit l'antenne mixte V.H.F.-U.H.F. aux prises 11 et 12. Les bobines SW 2, SW 1 et le condensateur CW 1 assurent la séparation des V.H.F. dirigées vers le sélecteur ; le circuit CU 2, SU 1 et CU 1 sélectionne les U.H.F. vers le tuner. On voit l'emplacement de ces deux composants ; les numéros repères sont ceux des figures 11-1 et 11-2. Les diodes évitent toute inversion de polarité des tensions appliquées aux différents circuits.

La plaquette des commutations comporte :

— le bouton de sélection des gammes à quatre positions : A bande I, B bande III canaux pairs, C bande III canaux impairs, F bande III Luxembourg avec réjecteurs,

— le clavier à deux touches : V.H.F.-U.H.F. et 819 l-625 l,

— le potentiomètre démultiplié V.H.F. (PW 1) et son cadran,

— le potentiomètre démultiplié U.H.F. (PU 1) et son cadran,

— la résistance ajustable de C.A.G.-V.H.F. (RW 5),

— la touche « Arrêt-Marche » secteur

— et la commutation « Charge-Secteur-Batterie » d'alimentation avec la prise de la batterie extérieure. Le fait d'enfoncer le jack de la batterie dans

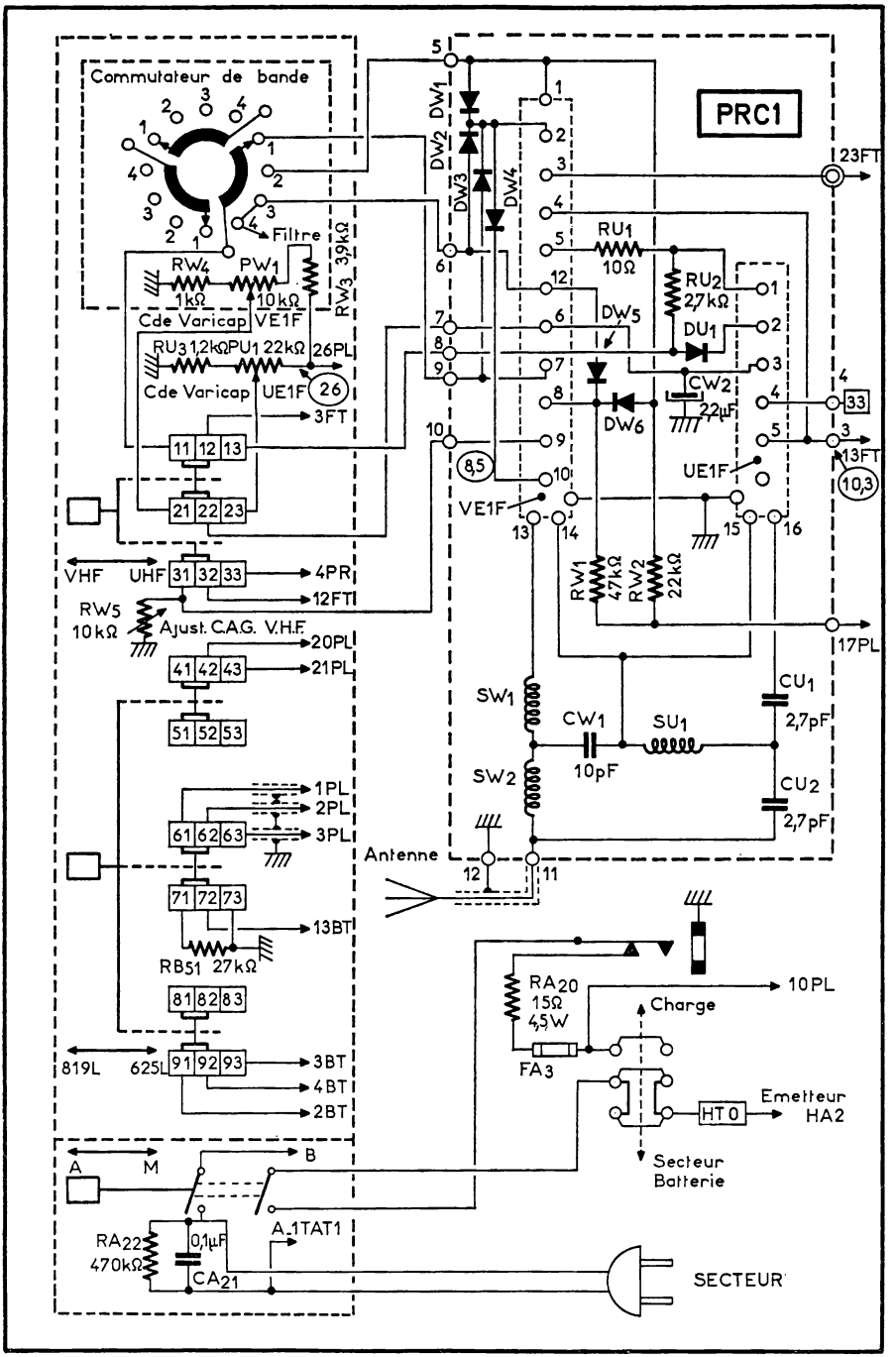


Fig. 11-3. — Téléviseur T 719-31 Pathé-Marconi ; **schéma de la platine H.F. et des commutations.**

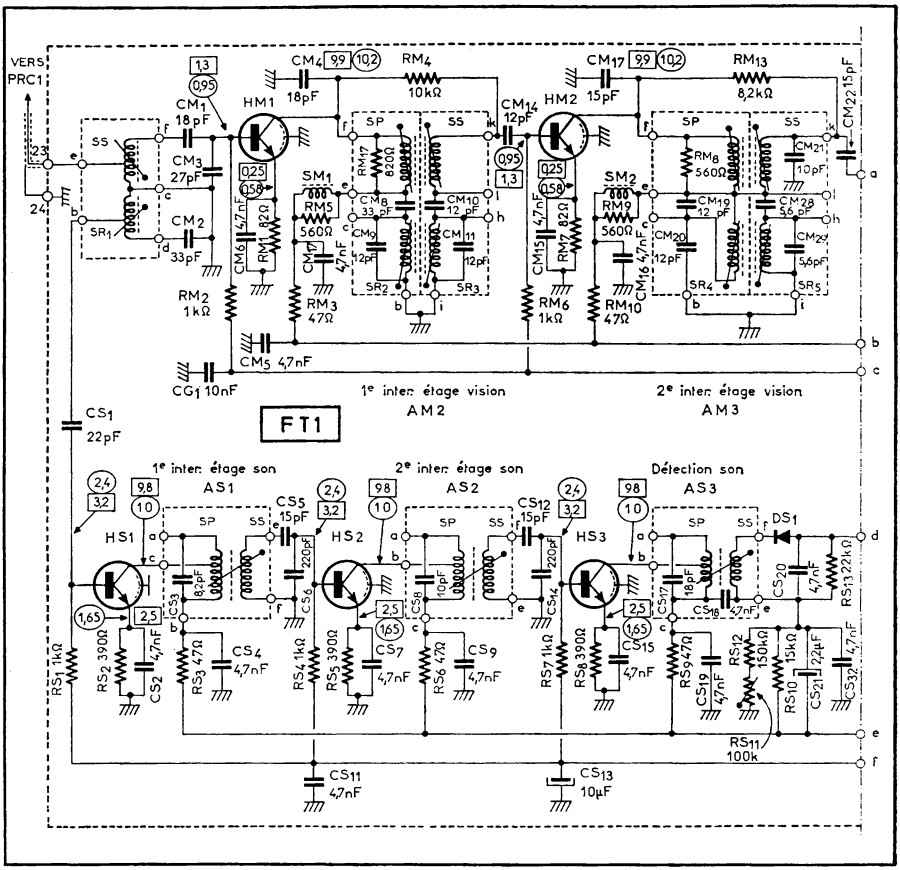


Fig. 11-4. — (La seconde partie de cette figure est en regard sur la page suivante) Téléviseur T 719-31 Pathé-Marconi ; **schéma de la platine F.I. vision et son, détection, vidéo, B.F. et C.A.G.**

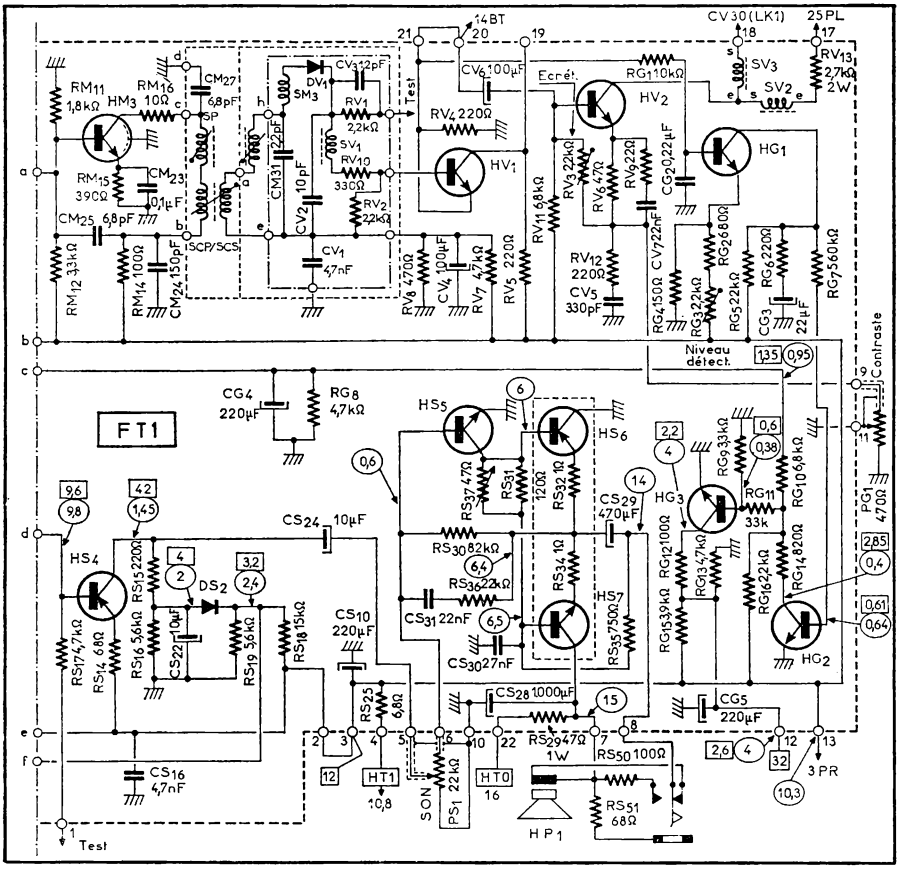
sa prise, coupe le secteur. En plaçant le commutateur sur « Charge » et la touche secteur sur « Marche » on charge la batterie, le téléviseur étant arrêté.

On voit qu'il est facile de remplacer les touches « V.H.F.-U.H.F. » et « 819-625 l » ainsi que les potentiomètres PW 1 et PU 1 et le commutateur par un clavier à six touches, par exemple, pour obtenir un téléviseur à commande automatique. Chaque touche assure :

— d'une part, la commutation des bandes et du standard,

— et d'autre part, la commande d'un potentiomètre préréglable sur une tension déterminée.

Le fait d'enfoncer une touche donne donc automatiquement la station désirée, sans aucune autre manœuvre ; un vernier permet de rattrapper une dérive éventuelle.



1. 4. *LA PLATINE F.I. DÉTECTION, VIDÉO, SON, C.A.G. ET C.A.V.*

La figure 11-4 donne le schéma du circuit imprimé le plus important du téléviseur. Il comprend, en effet, les étages suivants :

— *Amplificateur F.I. vision :* à trois étages couplés par filtres de bande, à transistors planar silicium BF 167 et BF 173, montés en émetteur commun, non neutrodynés.

— *Détection vision* par diode DV 1 (SFD 106), la tension vidéo détectée est d'environ 1,5 Vcc.

— *Amplificateur vidéo,* à deux étages : HV 1 adaptateur, HV 2 puissance vidéo. Le réglage du contraste est effectué par un potentiomètre placé dans l'émetteur du transistor de puissance (PG 1), sa plage de variation est d'environ 20 dB. La tension de sortie maximale appliquée à la cathode du tube est de 50 Vcc. Le gain en tension de l'amplificateur est de 34 dB. L'alimentation du collecteur du transistor de puissance est effectuée sous 95 V par une tension auxiliaire provenant du transformateur ligne.

Les informations de synchronisation et de C.A.G. sont prises au niveau de l'adaptateur HV 1, ce qui rend ces circuits indépendants du réglage de contraste. La protection du transistor HV 2 contre les décharges du tube cathodique est assurée par un éclateur disposé sur G 2 du cathoscope. Les mises à la masse du support et du graphite du tube cathodique ont été particulièrement soignées.

Le transistor adaptateur HV 1 - BC 134 est un planar silicium basse fréquence de 200 mW, f_T = 200 MHz, V_{CE} = 45 V, h_{21E} = 150 à 400 pour I_C = 10 mA.

Le transistor de puissance HV 2 - BF 108 est un planar silicium spécial pour sortie vidéo, puissance 0,8 W, f_T = 100 MHz, V_{CE} = 135 V, h_{21E} = 50 à 30 mA ; il est monté sur une ailette de refroidissement fixée sur le circuit imprimé.

— *Commande automatique de gain vision* (C.A.G.) à trois étages, elle comprend les trois transistors HG 1, HG 2 et HG 3 et est proportionnelle à la valeur moyenne du signal vidéo. Cette tension est appliquée aux étages suivants :

— F.I. vision sur les deux premiers étages HM 1 - HM 2,

— V.H.F. et U.H.F. sur le premier étage avec retard fixe.

Ces trois transistors sont des 48 T 6, silicium planar de faible puissance.

— *Amplificateur F.I. son* à trois étages couplés par des filtres de bande ; il comprend les transistors HS 1, HS 2 et HS 3 - BF 167, silicium planar, 130 mW, f_T = 350 MHz, V_{CE} = 40 V, h_{21E} = 60 à I_C = 4 mA.

La tension détectée par la diode DS 1 (SFD 106) est de 45 mVeff.

— *Commande automatique de volume (C.A.V.) et adaptateur d'impédance B.F.* à un étage HS 4 (BC 153) ; c'est un transistor silicium planar, 200 mW, f_T = 70 MHz, V_{CE} = 40 V, h_{21E} = 50 à I_C = 0,2 mA. La tension de C.A.V. est appliquée aux trois transistors F.I. : HS 1, HS 2 et HS 3. De plus, l'étage adaptateur d'impédance procure une légère amplification B.F. de 3 dB.

— *Amplificateur de puissance son* à deux étages, un préamplificateur par HS 5 et un étage de puissance à symétrie complémentaire HS 6 - HS 7, sans transformateur de sortie. Le contrôle de volume est assuré par le potentiomètre PS 1. Un jack permet de brancher un casque en coupant le haut-parleur. L'impédance de la bobine mobile est de 15 Ω et la puissance de sortie est de 0,6 W à 5 % de distorsion. Les transistors de puissance HS 6 - HS 7 sont montés sur un refroidisseur fixé sur le circuit imprimé. Cet étage est alimenté avant régulation, par une simple cellule de filtre.

HS 5 est un transistor planar silicium BC 115, 300 mW, f_T = 40 MHz, V_{CE} = 30 V, h_{21E} = 100 à 400 pour I_C = 10 mA.

HS 6 = AC 188 K et HS 7 = AC 187 K sont des transistors à symétrie complémentaire respectivement *p-n-p* et *n-p-n* au germanium allié de 0,8 W, f_T = 1,5 MHz, V_{CE} = 15 V, h_{21E} = 100 à 500 pour I_C = 0,3 mA.

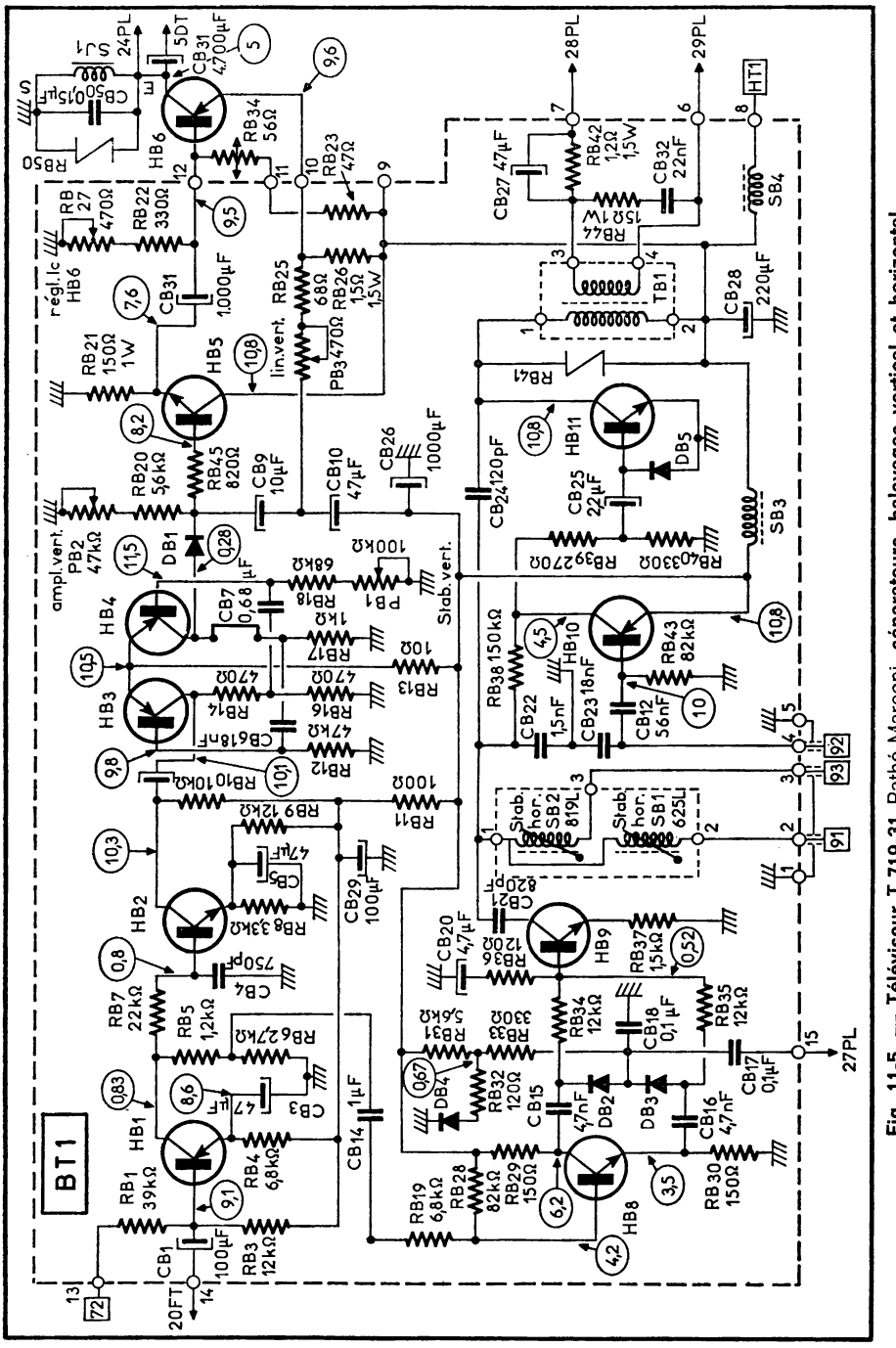


Fig. 11-5. — Téléviseur T 719-31 Pathé-Marconi, **séparateurs, balayages vertical et horizontal.**

1. 5. *LA PLATINE SYNCHRONISATION ET OSCILLATEURS.*

La figure 11-5 donne le schéma de la platine de circuit imprimé BT 1 qui groupe les fonctions suivantes :

— *Synchronisation* comprenant :

— la séparation par l'étage HB 1 (AF 188) transistor germanium allié H.F. 150 mW, f_T = 5 MHz, V_{CE} = 18 V.

— le comparateur de phase symétrique par diodes DB 2 - DB 3 (SFD 106) et transistor HB 8 (BC 108 B) silicium planar 300 mW, f_T = 250 MHz, V_{CE} = 30 V, h_{21E} = 240 à 500 pour I_C = 2 mA

— *Oscillateur et amplificateur de balayage vertical (image)* sont constitués par :

— le multivibrateur HB 3 - HB 4 suivi d'un adaptateur d'impédance HB 5. Le potentiomètre PB 2 contrôle l'amplitude verticale et la résistance ajustable RB 27 permet le réglage de I_C du transistor de puissance HB 6,

— l'étage de puissance HB 6 est chargé directement par les bobines verticales du déviateur DT 1 ; il est alimenté via une inductance de choc SJ 1 fixée sur le châssis. Cet étage délivre également les impulsions d'effacement des retours verticaux. La linéarité est réglée par le potentiomètre PB 3.

Le transistor HB 6 est un AD 142 germanium allié de puissance 30 W, f_T = 0,5 MHz, V_{CE} = 80 V, h_{21E} = 30 à 170 pour I_C = 1 A, $I_{C\,max}$ = 10 A. Il est monté directement sur le châssis qui sert de refroidisseur.

— *Oscillateur et driver horizontal (ligne)* comprenant :

— l'oscillateur sinusoïdal Colpitts (HB 10) commandé par HB 9 (BC 134). Les réglages des fréquences horizontales 819 et 625 lignes s'effectuent en agissant sur les noyaux des bobines correspondantes SB 2 et SB 1,

— le driver HB 11 (44 T 6) est destiné à commander l'étage de puissance horizontal par le transformateur adaptateur TB 1. Le transistor 44 T 6 est un silicium planar 800 mW, V_{CE} = 40 V, h_{21E} = 40 à 80 pour I_C = 400 mA.

1. 6. *LA PLATINE DE PUISSANCE HORIZONTALE ET D'ALIMENTATION.*

La figure 11-6 donne le schéma de ce circuit imprimé ainsi que ceux de l'alimentation, du tube cathodique et du déviateur.

— *Etage de puissance horizontale.*

Il comprend essentiellement le transistor de puissance HL 1 monté sur radiateur. C'est un BU 109 spécial pour cet usage, puissance 80 W, f_T = 10 MHz, V_{CEX} = 330 V, h_{21E} = 15 à 45 pour I_C = 5 A. Il est alimenté

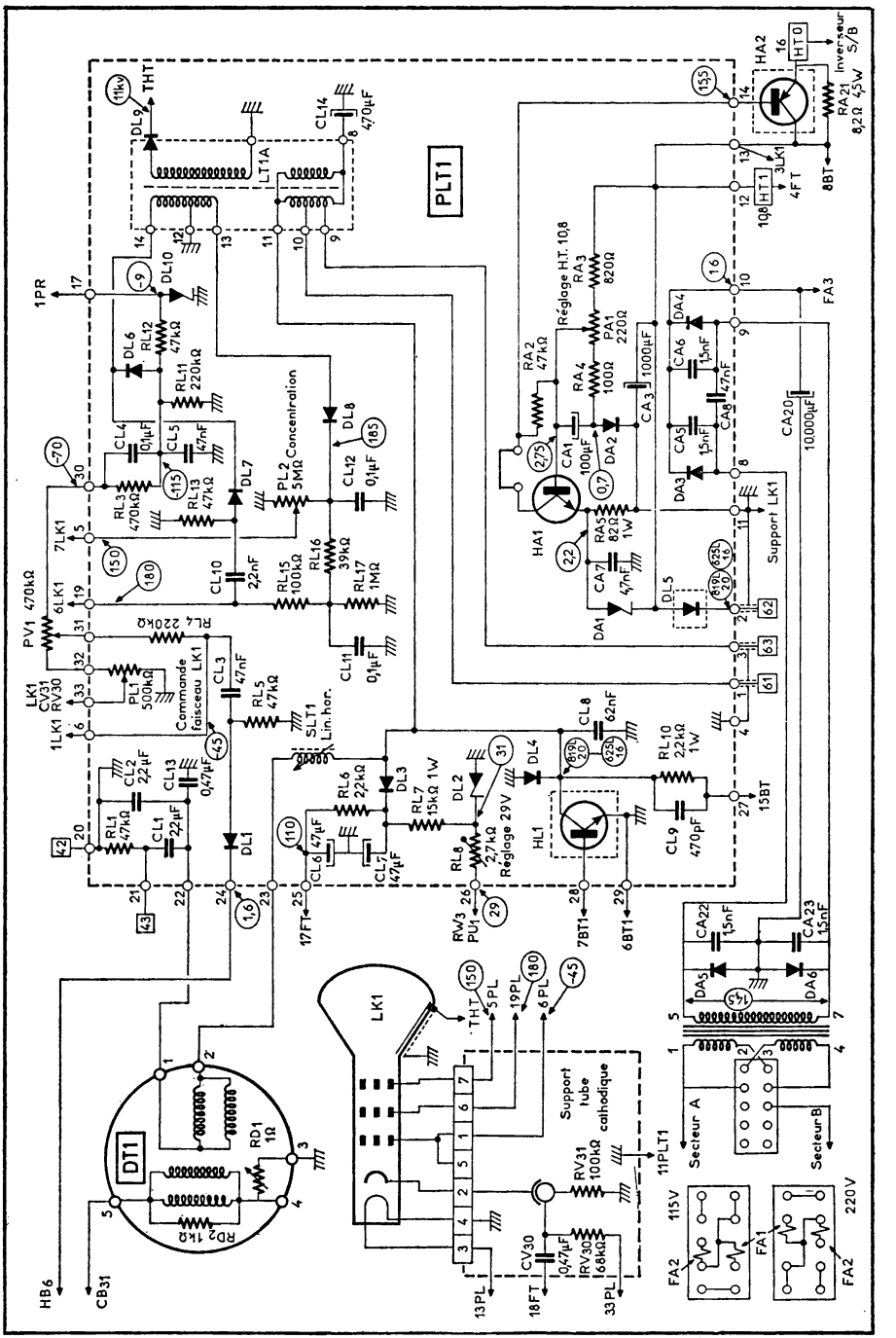


Fig. 11-6. — Téléviseur T 719-31 Pathé-Marconi ; **schéma de la platine balayage horizontal de puissance, alimentations, déviateur et tube cathodique.**

sous 20 V en 819 l et sous 16 V en 625 l ; la tension de crête de l'impulsion sur le collecteur est de 130 V.

Le réglage de la linéarité horizontale s'effectue au moyen du noyau de la bobine SLT 1 qui est reliée au déviateur DT 1. La récupération est parallèle par DL 4.

— *Alimentations diverses.*

Le transformateur de sortie horizontale LT 1 A, outre son rôle, fournit les tensions suivantes :

- une tension « gonflée » adaptée aux standards 819 et 625 lignes par la commutation 61-62-63 du clavier, redressée par la diode DL 5 sur refroidisseur. Cette tension est de 20 V en 819 l et de 16 V en 625 l,
- la haute-tension nécessaire aux anodes du cathoscope, sortie 13 de LT 1 A, redressement par DL 8 donnant 180 V pour G_2 et 150 V pour G_3, après contrôle de concentration par le potentiomètre PL 2,
- la haute-tension nécessaire à l'étage final vidéo, sortie 11 de LT 1 A, redressement par DL 3, filtrage par CL 6 - CL 7 - RL 6 donnant 110 V, sortie 25,
- la tension nécessaire pour la commande des diodes à capacité variable du sélecteur et du tuner, par stabilisation de la tension ci-dessus par la diode zener DL 2 à 29 V,
- la haute-tension négative utilisée pour le soufflage du spot du cathoscope à l'extinction du téléviseur ; sortie 14 de LT 1 A, redressement par DL 6, filtrage par RL 3 - CL 4 donnant —70 V au potentiomètre de lumière PV 1,
- cette même tension est stabilisée par la diode zener DL 10 à —9 V nécessaire au sélecteur V.H.F.,
- la très haute tension de 11 kV, fournie par l'enroulement tertiaire de LT 1 A est redressée par la diode au sélénium DL 9 (TV 115), elle est appliquée directement à l'anode accélératrice du cathoscope,
- les impulsions nécessaires au comparateur de phase prises sur le collecteur HL 1, sortie 27,
- les impulsions pour l'effacement du retour horizontal,
- la commande de faisceau du cathoscope par le potentiomètre PL 1.

— *Alimentation générale.*

Le secteur 115 ou 230 V est relié au transformateur d'alimentation dont le secondaire donne 14,5 V. Cette tension est redressée par un pont de diodes DA 3 - DA 4 - DA 5 - DA 6 donnant 16 V continus HTO alimentant directement l'étage de puissance B.F. et la charge de la batterie de 12 V.

Cette tension est régulée à 10,8 V par la diode zener DA 1 servant de référence. Le signal d'erreur est amplifié par le transistor HA 1 (BC 108 C) ;

TRANSISTORS ET DIODES DU TÉLÉVISEUR T 719-31 *Pathé-Marconi*

TRANSISTORS

REPÈRE	TYPE
PLT 1	
HA 1	BC 108 C
HA 2	AD 143
HL 1	BU 109
BT 1	
HB 1	AF 188
HB 2	BC 134
HB 3	TOA 4125
HB 4	TOA 4125
HB 5	BC 268
HB 6	AD 142
HB 8	BC 108 B
HB 9	BC 134
HB 10	TOA 4125
HB 11	44 T 6

REPÈRE	TYPE
FT 1	
HG 1	48 T 6
HG 2	48 T 6
HG 3	48 T 6
HM 1	BF 167
HM 2	BF 167
HM 3	BF 173
HS 1	BF 167
HS 2	BF 167
HS 3	BF 167
HS 4	BC 153
HS 5	BC 115
HS 6	AC 188 K
HS 7	AC 187 K
HV 1	BC 134
HV 2	BF 108

DIODES

REPÈRE	TYPE
PLT 1	
DA 1	108 Z 4
DA 2	54 J 2
DA 3	398 B
DA 4	398 B
DL 1	1 N 63 N
DL 2	ZTK 33
DL 3	40 J 2
DL 4	FB 4
DL 5	GR 2
DL 6	50 J 2 ou ER 8 T
DL 7	1 N 63 N
DL 8	50 J 2
DL 9	TV 115
DL 10	1 N 714 A
TAT 1	
DA 5	398 B
DA 6	398 B

REPÈRE	TYPE
BT 1	
DB 1	34 P 4
DB 2	SFD 106
DB 3	SFD 106
DB 4	34 P 4
DB 5	34 P 4
FT 1	
DS 1	SFD 106
DS 2	34 P 4
DV 1	SFD 106
PRC 1	
DU 1	34 P 4
DW 1	34 P 4
DW 2	34 P 4
DW 3	34 P 4
DW 4	34 P 4
DW 5	34 P 4
DW 6	34 P 4

il commande le transistor série HA 2 monté en dehors du circuit imprimé, à même le châssis servant de radiateur (AD 143, germanium allié de puissance).

Le réglage de la tension à 10,8 V est effectué au moyen du potentiomètre PA 1.

On voit que ce type de téléviseur est très moderne, parfaitement au point et très fiable.

II. TÉLÉVISEUR D'APPARTEMENT A TUBE DE 61 cm

La figure 11-7 donne le schéma synoptique d'un téléviseur hybride actuel à tube de 61 cm-110° et fonctionnant sur le secteur. Le modèle pris en exemple comprend 22 transistors et 5 tubes ; on voit que la transistorisation est déjà bien avancée.

Le sélecteur V.H.F. et le tuner U.H.F. sont identiques à ceux décrits sur les figures 11-1 et 11-2 ; ils sont accordés par diodes à capacité variable.

La commutation peut être manuelle *a*, ou automatique *b* par clavier à touche (fig. 11-7).

Les circuits encore équipés de tubes sont les suivants :

— l'amplificateur B.F. de puissance,
— l'étage de puissance du balayage vertical,
— le balayage horizontal.

De plus, l'alimentation secteur devrait être modifiée lorsque le téléviseur sera entièrement transistorisé.

Nous allons examiner quelques schémas possibles étudiés pour remplacer les derniers tubes de ce téléviseur hybride.

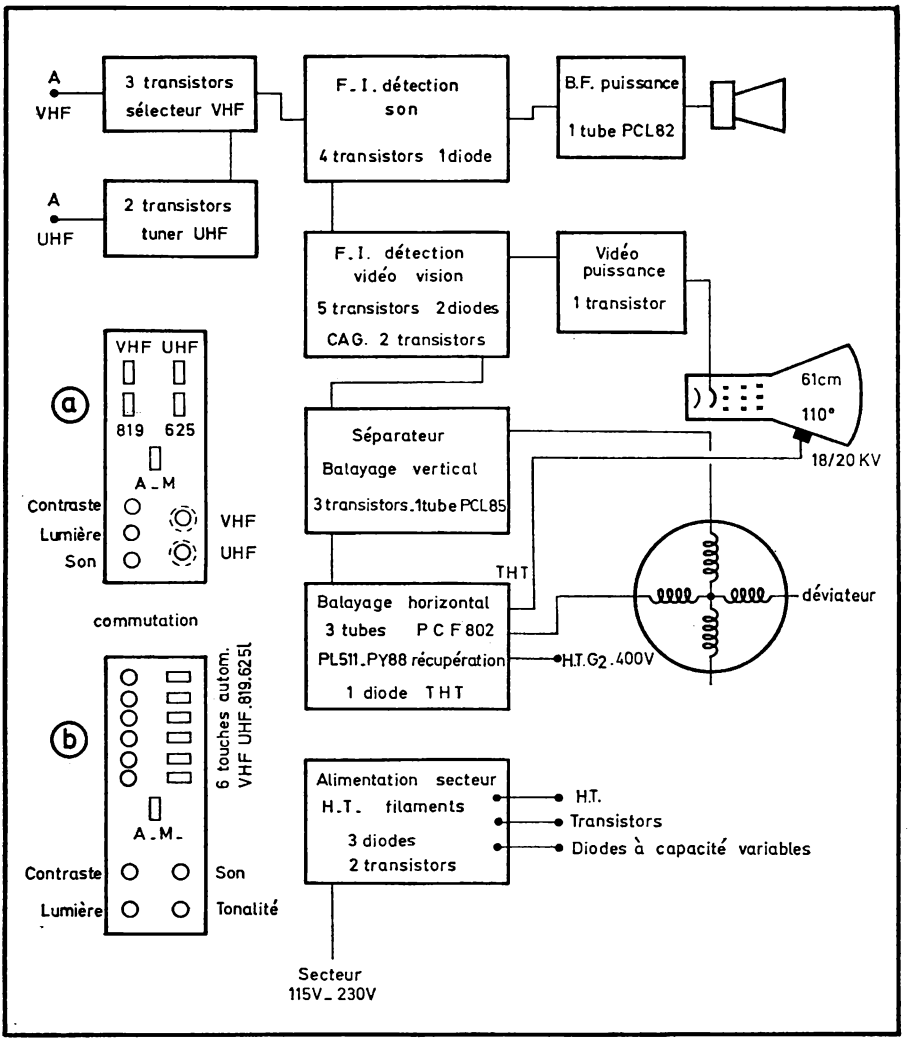
L'amplificateur B.F. de puissance peut être transistorisé sans difficultés, soit en classe A, soit en classe B, à l'aide de transistors ou même à l'aide d'un circuit intégré. S'il est maintenu à tube, c'est que ce montage est plus économique tant qu'il existe d'autres tubes dans le schéma.

Pour supprimer le dernier tube du balayage vertical, il faut disposer d'un transistor suffisamment fiable.

Une solution originale a été trouvée combinant le balayage horizontal et l'alimentation secteur ; c'est par cette étude que nous débuterons.

2. 1. *DÉVIATION HORIZONTALE ET ALIMENTATION SECTEUR* (étude *Sescosem*).

Le schéma de principe est donné par la figure 11-8 ; il consiste à alimenter l'amplificateur de puissance horizontal à partir du secteur redressé en utilisant un transistor de puissance haute-tension. Il fournit à l'étage de puissance horizontal, pendant le temps de retour, des impulsions de courant compensant les pertes du circuit, ainsi que la consommation générale du téléviseur. Cette énergie est prise, soit sur le condensateur de récupération, soit par redressement d'une tension donnée par un enroulement du transformateur horizontal.



Le transistor interrupteur ne travaille pas en régime saturé et on trouve à ses bornes la totalité des variations du secteur, pendant le temps de conduction. Il s'échauffe donc comme un ballast en classe A.

Le transistor interrupteur T_2 (201 T 2) a dans son collecteur un enroulement du transformateur de ligne, bien couplé avec le primaire, de sens opposé et avec un rapport abaisseur convenable. Le rôle de cet enroulement est de transmettre au circuit de ligne l'énergie apportée par les impulsions de courant de T_2.

Lorsque T_2 est bloqué, son collecteur est au potentiel de la tension d'alimentation du secteur redressée, soit 230 V $\pm$ 15 %, entre 195 V et 265 V.

Lorsque T_2 conduit, il apparaît à son collecteur une impulsion de tension négative qui vient se retrancher de la tension du secteur. L'enroulement du collecteur de T_2 doit être adapté de façon à abaisser la tension résiduelle entre émetteur et collecteur lorsqu'il conduit, sans atteindre la saturation, lorsque la tension redressée est minimale (195 V). On peut admettre une tension résiduelle minimale de 5 V, ce qui autorise une impulsion négative de 190 V sur le collecteur de T_2.

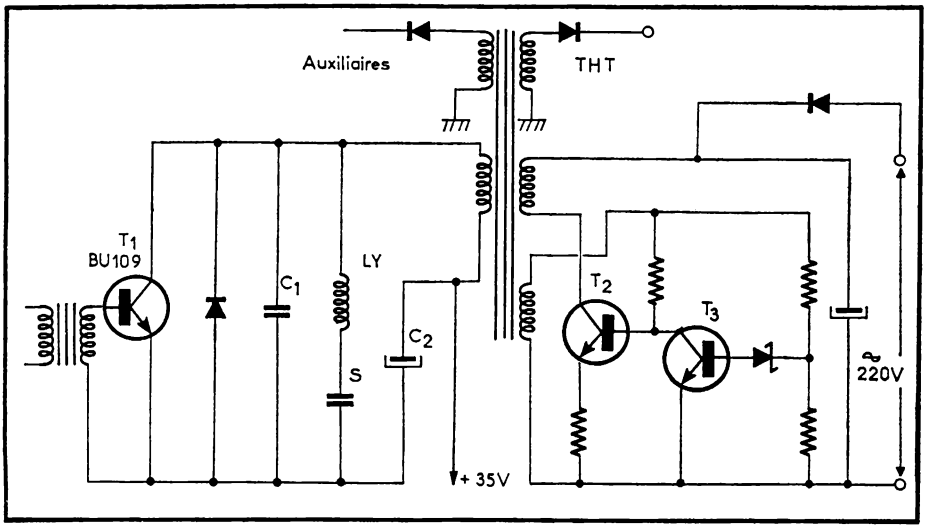


Fig. 11-8. — Schéma de principe de déviation horizontale et d'alimentation secteur.

L'impulsion de tension collecteur de T_1 étant ici de 250 V, le rapport de l'enroulement collecteur de T_2 à celui de T_1 est :

$$n = \frac{190}{250} = 0{,}76.$$

La base de T_2 est alimentée en courant à travers une résistance à partir d'une impulsion positive de ligne, issue également d'un enroulement du transformateur vertical.

En régime établi, lorsqu'il apparaît une impulsion positive sur la base de T_2, il conduit pendant cette impulsion, tandis que la tension de son collecteur est diminuée de 190 V. La tension collecteur pendant la conduction est donc comprise entre 5 V et 75 V, suivant la tension du secteur.

Les impulsions de courant fournies par la source à travers T_2 sont induites au primaire du transformateur horizontal et elles viennent fournir au condensateur C_1 le complément de charge nécessaire pour compenser les pertes du circuit horizontal.

Par l'effet d'une régulation simple on maintient constante la surtension au collecteur de T_1, ainsi que la tension continue intégrée aux bornes de C_2 pour un rapport Tr/Ta donné. Si, en bistandard on conserve un temps de retour (Tr) constant, on a aux bornes de C_2, deux tensions différentes correspondant à chacun des standards, soit 30 V en 625 l et 40 V en 819 l.

Pour effectuer cette régulation, on compare la tension maximale de l'impulsion de retour aux bornes de l'enroulement de base de T_2, avec la tension d'une diode zener. Lorsque la surtension tend à dépasser la valeur choisie : 250 V au collecteur de T_1, le transistor auxiliaire T_3 en parallèle sur la base de T_2 se met à conduire et absorbe le surcroît de courant fourni par l'enroulement de base limitant ainsi le courant de T_2.

Lorsqu'une charge supplémentaire est demandée à l'étage de puissance T_1, pour accroissement de la luminosité, ou est demandée par l'ensemble du téléviseur, la régulation débloque le courant nécessaire au maintien de la tension choisie.

Cependant, le courant qui peut être fourni à la base de T_2 est limité par la résistance série, de sorte qu'en cas de surcharge ou de court-circuit, le transistor T_2 ne peut plus conduire suffisamment et il se bloque, arrêtant tout le téléviseur.

Le système ne peut démarrer seul puisqu'il faut qu'il y ait des impulsions sur le transformateur pour que T_2 puisse conduire. Pour cela, il est nécessaire de faire apparaître pendant un court instant, une tension suffisante aux bornes de C_2 qui alimentera l'étage de puissance, mais aussi l'oscillateur horizontal et son étage driver.

On charge cette capacité au moyen de la tension du secteur redressée par une diode (D, fig. 11-9).

Dans un téléviseur monostandard 625 l, la tension aux bornes de C_2 est toujours la même et il est possible d'y extraire les 15 à 20 W nécessaires à l'alimentation du reste du téléviseur. Dans cette étude la tension de retour ligne est fixée à 250 V, avec un courant crête déviateur de 5 A et un temps de retour de 10 µs ; on a aux bornes de C_2 une tension de 30 V (fig. 11-8). Cette tension est bien adaptée au balayage vertical et à l'amplificateur B.F. Les autres étages de faible puissance sont alimentés au moyen d'une résistance chutrice pour obtenir environ 12 V, stabilisés par une diode zener.

Un enroulement auxiliaire du transformateur horizontal donne après redressement la tension pour l'étage vidéo de puissance 150 V et la tension nécessaire à l'anode de concentration du tube cathodique 400 V (fig. 11-9).

Un second enroulement donne la tension de chauffage du cathoscope, enfin, le tertiaire donne la THT de 18 à 20 kV après redressement.

Par contre, un téléviseur bistandard 625 l - 819 l présente un certain nombre de difficultés supplémentaires, on obtient le schéma de la figure 11-9. Si on veut conserver une commutation simple, on a intérêt à faire fonctionner le balayage avec un temps de retour identique en 625 et en 819 l, soit 10 µs.

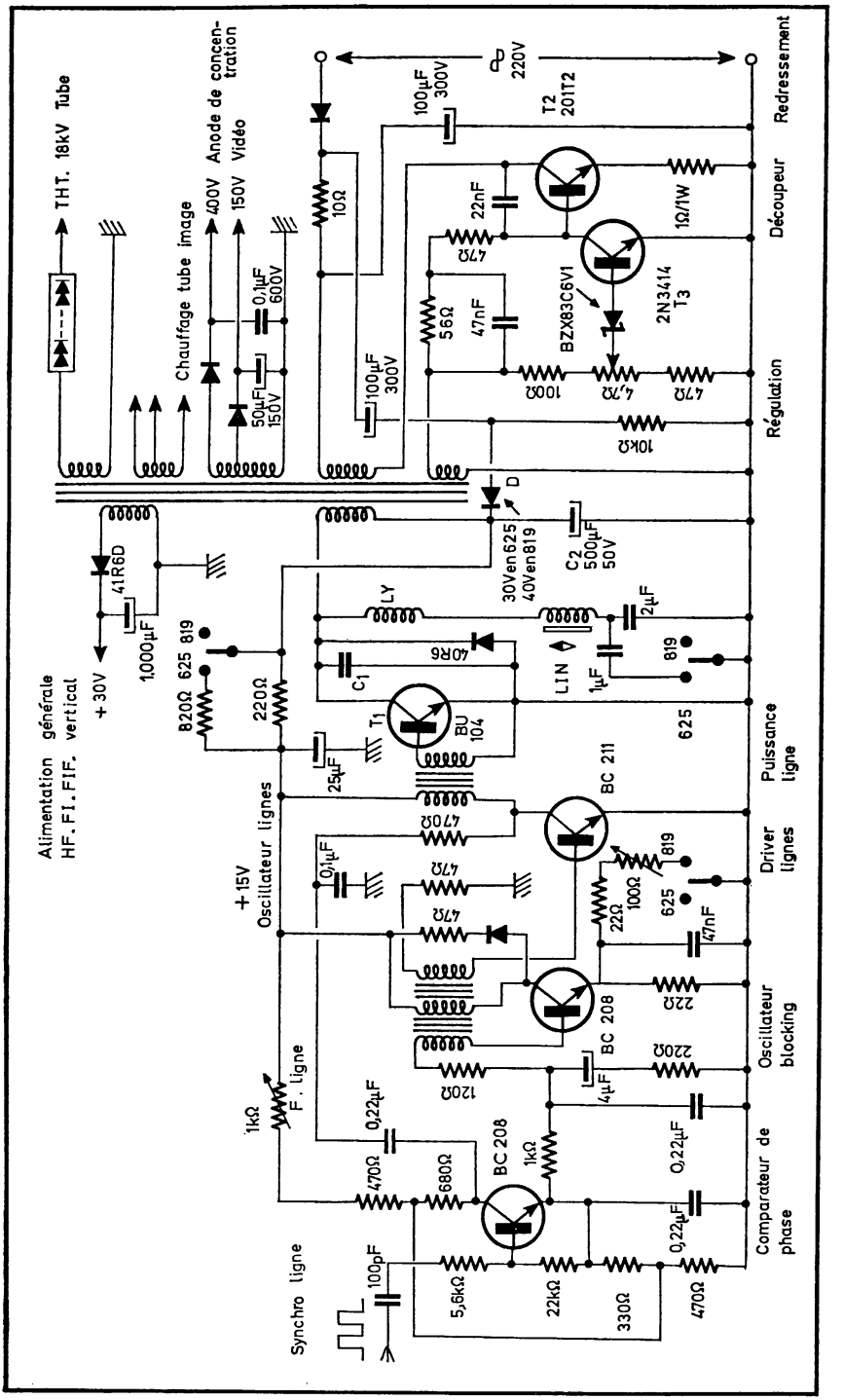


Fig. 11-9. — Circuit de déviation horizontale avec alimentation pendant le retour pour un téléviseur bistandard 625 I - 819 I.

Cela assure une tension de retour sur le collecteur de T_1 identique dans les deux standards, un même réglage de l'harmonique 3 et une même tension de THT, sans avoir à commuter aucun circuit de puissance.

Par contre, la tension récupérée sur C_2 varie comme le rapport inverse des temps d'aller (Ta). Si on a 30 V en 625 l, on aura en 819 l :

$$V \frac{Ta'}{Ta} = 30 \frac{64}{48} = 40 \text{ V.}$$

Cette variation de tension récupérée aux bornes de C_2 en passant d'un standard à l'autre empêche son utilisation directe pour l'alimentation des étages de puissance verticale et B.F. On doit donc les alimenter à partir d'un enroulement du transformateur horizontal avec redressement de l'alternance positive de l'impulsion de ligne. La tension ainsi redressée atteint pratiquement la valeur crête de l'impulsion qui est régulée et constante dans les deux standards. Cette disposition nécessite l'emploi d'une diode rapide à fort courant (5 A crête).

L'oscillateur horizontal et son driver ne peuvent pas être alimentés par ce redressement ; ils devront être branchés aux bornes de C_2 pour pouvoir assurer le démarrage des oscillations. On est donc amené à commuter une résistance en série dans l'alimentation du générateur horizontal pour changer de standard.

On retrouve le même inconvénient dans l'alimentation du filament du tube cathodique, car la tension efficace dépend de 1/Ta ; il faut donc un nombre de spires différents en 819 l et en 625 l.

Il est néanmoins possible d'éviter cette commutation en redressant les impulsions pour alimenter le filament, à condition d'intégrer à une valeur proche de la tension crête par un fort condensateur ; la tension à ses bornes restera constante pour les deux standards.

Il ne reste plus qu'à commuter la fréquence de l'oscillateur horizontal et le condensateur de déformation en S.

Le déviateur utilisé est classique (*Oréga-Vidéon* ou équivalent), l'inductance de la bobine horizontale est de 160 µH et l'impédance de la bobine verticale est de 40 Ω.

Les transistors spéciaux utilisés sont les suivants :

- oscillateur horizontal : BC 208 silicium planar 300 mW, f_T = 200 MHz, V_{CE} = 20 V, h_{21E} = 125 à 500 pour I_C = 0,3 mA,
- driver : BC 211 silicium planar, f_T = 200 MHz, V_{CE} = 40 V, h_{21E} = 40 à 70 pour I_C = 0,3 A,
- puissance horizontale : BU 104 (T_1) silicium mesa de puissance 85 W, f_T = 10 MHz, V_{CE} = 400 V, $I_{C\,max}$ = 7 A, h_{21E} = 50 pour I_C = 5 A,
- alimentation : 201 T 2 (T_2) silicium triple diffusé, f_T = 10 MHz, V_{CE} = 400 V, h_{21E} = 40 pour I_C = 2 A,

— régulateur : 2 N 3414 (T_3) silicium planar sous époxy 360 mW, f_T = 120 MHz, V_{CE} = 25 V, h_{21E} = 75 à 225 pour I_C = 2 mA.

On voit que ce schéma est intéressant car il permet de supprimer le transformateur d'alimentation et les composants associés.

2. 2. *DÉVIATION VERTICALE* (étude *Sescosem*).

Pour avoir un ensemble cohérent avec le schéma précédent et une alimentation sous 30 V, on peut adopter l'un des deux schémas de déviation verticale suivants :

— *Etage de puissance en classe A.*

Ce schéma est donné par la figure 11-10. Il utilise un déviateur classique de 40 Ω ; pour charger correctement le transistor de puissance sous 60 Ω, on est obligé de prévoir un autotransformateur de liaison (T).

La surtension de retour est limitée par une résistance VDR 33 B 2 (LCC - CICE) à une valeur crête de 130 à 140 V, avec un temps de retour inférieur à 0,9 ms.

Le courant crête à crête dans le déviateur est de 0,5 A et il est de 0,42 A dans le transistor ; le courant moyen de l'étage de puissance est de 0,18 A.

Il est prévu une impulsion négative d'environ 80 V pour assurer l'effacement trame à l'aide d'un transistor 40 T 6 alimenté à partir de la tension de 150 V pour la sortie vidéo.

La dent de scie est réalisée par un intégrateur R-C remis à zéro par les impulsions d'un multivibrateur à deux transistors BC 208 à travers une diode silicium SFD 080.

La linéarité est assurée par un réseau de contre-réaction branché entre l'émetteur du transistor de puissance et le point milieu des deux condensateurs de l'intégrateur. Une résistance de 22 Ω au pied de ces condensateurs permet au courant du transistor de sortie de ne pas s'annuler.

— *Etage de puissance en classe B à symétrie complémentaire.*

Ce schéma correspond à la figure 11-11. Il utilise un BD 135 (*n-p-n*) et un BD 136 (*p-n-p*). Il a l'avantage de supprimer le transformateur ou l'inductance de liaison entre l'étage de puissance et le déviateur ; on obtient une meilleure linéarité de la dent de scie et un gain élevé, bouclé par une contre-réaction capacitive à l'intégrateur de Miller.

Deux variantes peuvent être adoptées :

a) On laisse apparaître aux bornes des transistors l'impulsion de retour due à l'inductance du déviateur qui est limitée à 70-80 V par un élément non linéaire (V.D.R.) de façon à obtenir un temps de retour suffisamment bref et inférieur à 1 ms. L'avantage de cette variante est de pouvoir disposer d'une plus grande partie de la tension d'alimentation disponible pour créer la dent de scie utile dans la déviateur. Par contre, elle exige pour les transistors une tenue en tension élevée.

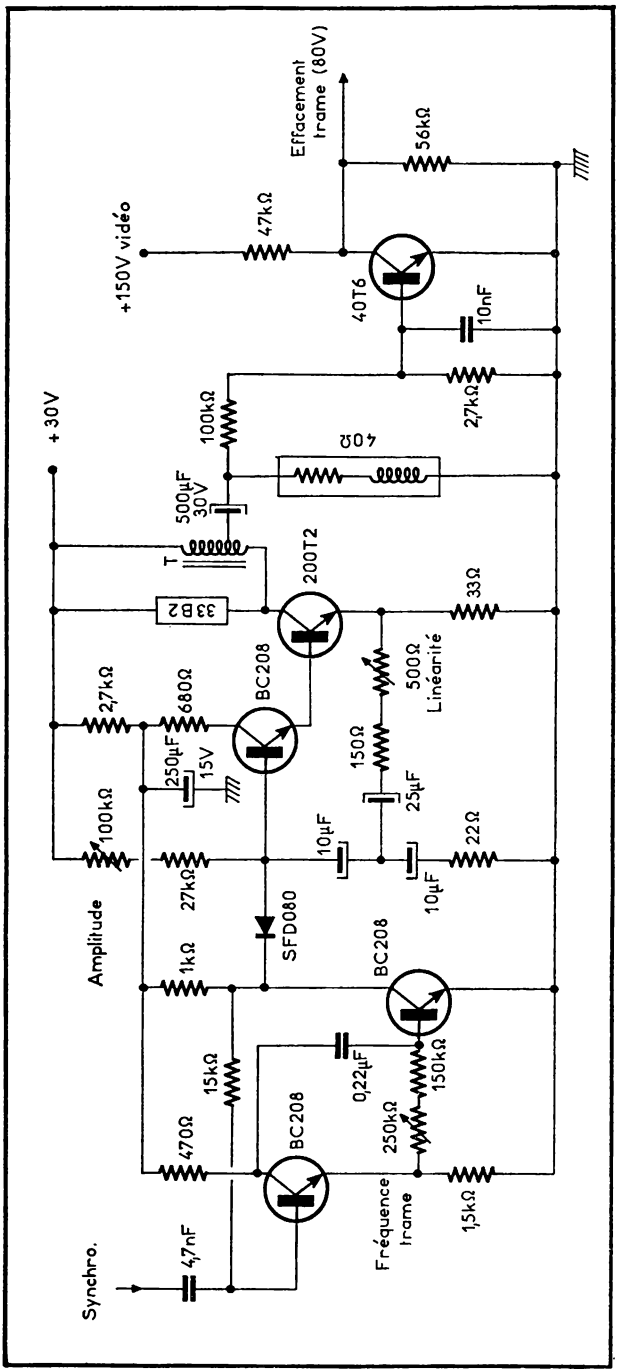


Fig. 11-10. — Générateur de déviation verticale classe A, alimentation sous 28 à 30 V.

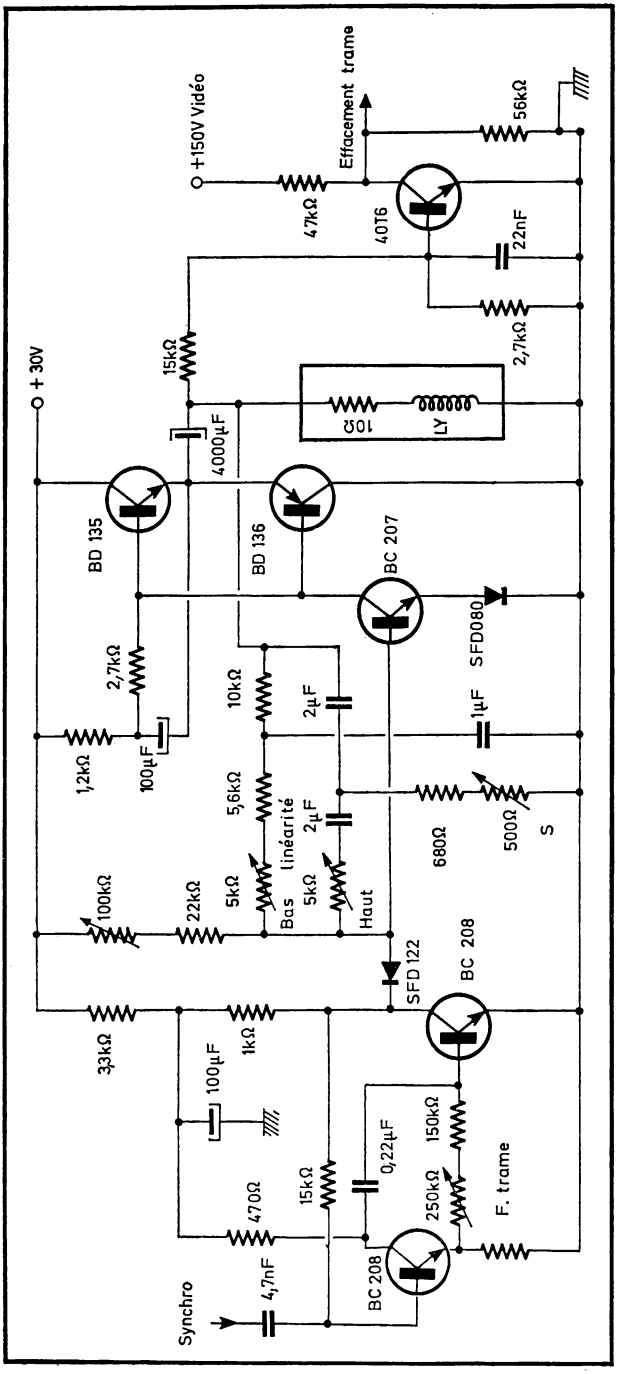


Fig. 11-11. — Générateur de déviation verticale classe B à symétrie complémentaire.

b) La deuxième variante consiste à limiter la surtension produite par l'inductance du déviateur par la tension d'alimentation. Il n'y a plus alors de problème de tenue en tension élevée des transistors ; par contre, la dent de scie dans le déviateur ne peut avoir qu'une amplitude égale à environ un tiers de la tension d'alimentation. On est alors amené à utiliser un déviateur d'impédance plus faible (10 Ω) avec des courants crête plus élevés ; le rendement s'en trouve réduit. Il est de l'ordre de 25 %, contre 33 % pour la variante précédente.

Les puissances mises en jeu n'étant pas très élevées, cette réduction du rendement ne constitue pas un inconvénient majeur compte tenu des autres avantages.

C'est donc cette variante qui est donnée en exemple sur la figure 11-11, avec un déviateur de 10 Ω et un courant de crête de 1 A. Ce courant est partagé entre les deux transistors qui conduisent, le *n-p-n* pendant la première moitié et le *p-n-p* pendant la seconde moitié de l'aller. Un réseau de correction permet d'obtenir la courbe en S.

Dans ce montage, le temps de retour ne dépend que de la durée de l'impulsion de remise à zéro de l'intégrateur qui est une fonction des constantes de temps du multivibrateur. Il est d'ailleurs identique au schéma de la classe A.

Transistors utilisés :

— Transistor de puissance classe A : 200 T 2 silicium mesa de puissance 80 W, V_{CE} = 220 V, f_T = 10 MHz, h_{21E} = 50 pour I_C = 0,6 A.

— Transistor d'effacement : 40 T 6 silicium planar 200 mW, V_{CE} = 100 V, h_{21E} = 30 à 100 pour I_C = 25 mA.

— Transistors de puissance classe B : BD 135 (*n-p-n*) et BD 136 (*p-n-p*) silicium planar de puissance 6,5 W, V_{CE} = 30 V, f_T = 250 MHz, h_{21E} = 40 à 200 pour I_C = 0,15 A.

Auto-transformateur classe A :

Circuit magnétique 52,5 × 44, tôles silicium orientées, section 3 cm^2, entrefer 10/100 mm, bobinage : 1 000 spires, fil émail 0,30 mm, prise à 820 spires pour le déviateur.

Grâce à ces schémas et aux transistors spéciaux mis au point, on voit que la transistorisation totale d'un téléviseur sur secteur avec un tube de 61 cm est dès maintenant possible d'une façon économique et avec une bonne fiabilité.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I. — GENERALITES

I. — LE RECEPTEUR DE TELEVISION A TRANSISTORS 9
1. Avantages des téléviseurs transistorisés 9
2. Industrialisation des téléviseurs à transistors 10
3. Les différents modèles fondamentaux de téléviseurs à transistors 10
4. Les différents étages constitutifs d'un téléviseur 13

II. — LES DIFFERENTS STANDARDS MONDIAUX DE TELEVISION 16

III. — LES CARACTERISTIQUES DES STANDARDS FRANÇAIS 18
1. Le standard 819 lignes (norme E) 18
2. Le standard 625 lignes (norme L) 19

CHAPITRE II. — TECHNOLOGIE DES TRANSISTORS

I. — SEMI-CONDUCTEURS 24

II. — GERMANIUM 27

III. — SILICIUM 30

IV. — USINAGE DU MONOCRISTAL 31

V. — FABRICATION DES DIODES A POINTE AU GERMANIUM OU AU SILICIUM 31

VI. — PROCEDES DE FABRICATION D'UNE JONCTION 32

VII. — FABRICATION DES DIODES A JONCTION AU GERMANIUM OU AU SILICIUM 34

VIII. — FABRICATION DES DIODES AU SILICIUM PAR DIFFUSION 35

IX. — FABRICATION DES DIODES EPITAXIALES PASSIVEES ET DIFFUSEES 35

X. — FABRICATION DES DIODES DIVERSES 36

XI. — FABRICATION DES TRANSISTORS PAR ALLIAGE 39
XII. — FABRICATION DES TRANSISTORS PAR DIFFUSION ET ALLIAGE 41
XIII. — FABRICATION DES TRANSISTORS PAR DIFFUSION 44
XIV. — FABRICATION DES TRANSISTORS PAR TIRAGE A CONTAMINATION ALTERNEE 45
XV. — LIMITATIONS TECHNOLOGIQUES 46
XVI. — EVOLUTIONS TECHNOLOGIQUES 48
XVII. — RAPPEL DES SYMBOLES ET DES PARAMETRES 49
TABLEAU des différents boitiers les plus courants pour diodes et transistors 52

CHAPITRE III. — LES ETAGES V. H. F. ET U. H. F., LES ROTACTEURS ET LES TUNERS

I. — AMPLIFICATION H. F. A TRANSISTORS 55
1. Comportement du transistor 55
2. Montage du transistor 57
3. Commande automatique de gain (C. A. G.) sur un étage H. F. 58
II. — ROTACTEUR POUR LES BANDES I et III 63
1. Différents schémas théoriques 63
2. Fréquences d'accord et bande passante du rotacteur en fonction des standards 65
3. Etude d'un rotacteur 68
3.1. Etude de l'étage haute fréquence 70
3.2. Etude de l'étage mélangeur 73
3.3. Etude de l'oscillateur local 76
3.4. Etude du circuit F. I. de sortie 80
III. — TUNER POUR LES BANDES IV ET V 81
1. Fréquences d'accord et bande passante du tuner en fonction des standards 81
2. Circuits oscillants pour fréquences élevées 84
3. Réalisation de tuners 86
3.1. Tuner $\lambda/2$ 87
3.2. Tuner $\lambda/4$ 90
3.3. Branchement d'un tuner à transistors sur un téléviseur à tubes .. 91
4. Tuner-rotacteur combiné 92
5. Sélecteurs et tuners à capacité variable 93

CHAPITRE IV. — LES ETAGES F. I. ET DETECTION POUR LA VISON ET POUR LE SON

I. — Considérations générales sur la détermination des circuits F. I. vision et son 94
II. — CIRCUITS THEORIQUES 97
1. Circuits de liaison 97
2. Circuits de réjection 100
3. Circuits de commutation 101

III. — DESCRIPTION DE SCHEMAS POUR LES STANDARDS FRANÇAIS 104
1. Etude « Sescosem » 104
2. Etude « Radiotechnique » 108
3. Platine F. I. vision et son « Vidéon » 108
IV. — DESCRIPTION DE SCHEMAS ETABLIS POUR LE STANDARD GERBER. 113
1. Principe de la transmission du son selon le système « interporteuse ». 113
2. Description de l'amplificateur F. I. « Radiotechnique » 116
3. Description du téléviseur « Lorenz » 121

CHAPITRE V. — L'AMPLIFICATION VIDEO-FREQUENCE

I. — CONSIDERATIONS GENERALES 122
1. Bande passante 123
2. Transmission de la composante continue 126
3. Réglage de contraste 127
4. Polarité des signaux 128
5. Caractéristiques du transistor de sortie 129
II. — SCHEMAS POUR LE STANDARD FRANÇAIS 819 LIGNES 130
1. Etude « Sescosem » 130
1.1. Amplificateurs vidéo pour tubes cathodiques de 21 cm à 36 cm .. 130
1.2. Amplificateur vidéo pour tubes cathodiques de 48 cm à 61 cm .. 131
2. Etude « Sescosem » 133
III. — SCHEMA POUR STANDARD EUROPEEN GERBER 625 LIGNES 135
IV. — TUBES CATHODIQUES POUR TELEVISEURS TRANSISTORISES 136
1. Téléviseurs portables 136
2. Téléviseurs d'appartement 138
V. — CIRCUITS D'ETABLISSEMENT DE LA TENSION DE C. A. G. 139
1. C. A. G. à intégration 139
2. C. A. G. à sélection du niveau du noir 141
3. C. A. V. de l'amplificateur F. I. son 141

CHAPITRE VI. — L'AMPLIFICATION BASSE FREQUENCE

1. Généralités 142
2. Amplificateur B. F. symétrique classe B (Sescosem) 143
3. Amplificateur B. F. classe A (Sescosem) 144
4. Détecteurs M. F. pour la réception des standards européens 146

CHAPITRE VII. — CIRCUITS DE SYNCHRONISATION

I. — SCHEMA SYNOPTIQUE D'ENSEMBLE 147
II. — CIRCUITS SEPARATEURS THEORIQUES 148
1. Généralités 148
2. Détecteurs de signaux de synchronisation 150
3. Etage déphaseur 152
4. Etage séparateur 152

III. — EXEMPLES DE SCHEMAS COMPLETS 156
1. Etude « Sescosem » 156
2. Etude « Sescosem » 156
2.1. L'étage détecteur 156
2.2. L'étage déphaseur 158
2.3. L'étage différentiateur 159
2.4. L'étage séparateur 161

CHAPITRE VIII. — LA BASE DE TEMPS VERTICALE (IMAGE)

I. — PRINCIPE DES CIRCUITS DE DEVIATION MAGNETIQUE 163
1. Générateurs de signaux en dent de scie 165
1.1. Oscillateur à effet Miller 165
1.2. Oscillateur bloqué 166
1.3. Multivibrateur ou auto-oscillateur 169
2. Etage de liaison 169
3. Etage final 170
4. Spécification des diodes et des transistors 174
II. — EXEMPLES DE REALISATION 177
1. Etude « Sescosem » 177
2. Schémas « Radiotechnique » 180
2.1. Base de temps à oscillateur bloqué 180
2.2. Base de temps à multivibrateur ou auto-oscillatrice 181
3. Etude « Sescosem » 183
3.1. Etage oscillateur bloqué 184
3.2. Etage de liaison 186
3.3. Etage de sortie 186

CHAPITRE IX. — LA BASE DE TEMPS HORIZONTALE (LIGNE)

I. — CONSIDERATIONS THEORIQUES SUR LE BALAYAGE HORIZONTAL .. 189
1. Schéma synoptique d'une base de temps horizontale 189
2. Principe du circuit de déviation horizontale 190
3. Caractéristiques de l'étage de sortie 193
4. Base de temps horizontale 198
II. — ETAGE COMPARATEUR DE PHASE 198
III. — OSCILLATEUR BLOQUE 203
1. Rétroaction entre émetteur et base 204
2. Rétroaction entre collecteur et base 204
3. Rétroaction entre collecteur et émetteur 206
IV. — ETAGE D'ATTAQUE 207
1. Le transistor d'attaque conduit pendant l'aller du balayage, puis est bloqué pendant le retour 208
2. Le transistor d'attaque conduit pendant le retour du balayage et reste bloqué pendant l'aller 209

V. — ETAGE DE SORTIE 210
1. Montage à diode de récupération série 211
2. Montage à diode de récupération parallèle 212
3. Non linéarité du balayage horizontal 214
4. Réglages de l'amplitude de la déviation horizontale 216

VI. — GENERATEUR DE TRES HAUTE TENSION ET ALIMENTATIONS AUXILIAIRES 216

VII. — CIRCUITS DE DEVIATION MULTISTANDARDS FRANÇAIS 218
1. Amplitude de la déviation horizontale 219
2. Linéarité 222
3. Luminosité et concentration 222
4. Exemple de schéma multistandards (Sescosem) 223

VIII. — BOBINES DE DEVIATION 224

IX. — BASE DE TEMPS HORIZONTALE A REDRESSEUR CONTROLE AU SILICIUM 229

CHAPITRE X. — ALIMENTATION

I. — GENERALITES 233

II. — TELEVISEUR PORTABLE ALIMENTE SUR LE SECTEUR ET SUR ACCUMULATEUR 234
1. L'accumulateur 234
2. L'alimentation stabilisée 235
3. Description de l'étude « Sescosem » 237

III. — CHARGEUR AUTOMATIQUE DE BATTERIE 238

IV. — ALIMENTATION STABILISEE POUR TELEVISEUR D'APPARTEMENT 239

CHAPITRE XI. — TELEVISEURS COMPLETS

I. — TELEVISEUR PORTABLE A TUBE DE 31 cm 241
1. Le sélecteur VHF à diodes à capacité variable 241
2. Le tuner UHF à diodes à capacité variable 244
3. La plaquette HF et les commutations 246
4. La platine F.I. détection vidéo son CAG et CAV 249
5. La platine synchronisation et oscillateurs 252
6. La platine de puissance horizontale et d'alimentation 252

II. — TELEVISEUR D'APPARTEMENT A TUBE DE 61 cm 256
1. Déviation horizontale et alimentation secteur 256
2. Déviation verticale 262

ACHEVÉ D'IMPRIMER
LE 15 DÉCEMBRE 1971
SUR LES PRESSES
DE L'IMPRIMERIE WALLON
A VICHY

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

COURS FONDAMENTAL DE TELEVISION, par **R. Carrasco** et **J. Lauret.** — Principes généraux, émission; transmission et antennes; circuits de réception. Ouvrage relié comportant 730 illustrations.

754 pages, format 16-24 ..... **63,00 F**

EMPLOI RATIONNEL DES CIRCUITS INTEGRES, par **J.-P. Oehmichen.** — Structures, circuits logiques, mémoires, comptage binaire et décimal, emploi des circuits intégrés; amplificateurs opérationnels, comparateurs, amplificateurs et stabilisateurs de tension intégrés; évolution probable.

480 pages, format 16-24 ..... **63,00 F**

GUIDE MONDIAL DES SEMI-CONDUCTEURS, par **H. Schreiber.** — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonction (transistors, transistors à effet de champ, diodes).

196 pages, format 24-16 (6e édition) ..... **30,00 F**

INTERPHONES ET TALKIES-WALKIES, par **R. Besson.** — Schémas et fonctionnement des interphones B.F. et H.F. ainsi que des Talkies-Walkies.

192 pages, format 16-24 ..... **27,00 F**

LA PRATIQUE DES ANTENNES, par **Ch. Guilbert.** — Etude théorique et pratique de tous les types d'antennes et spécialement des antennes de télévision.

168 pages, format 16-24 (3e édition) ..... **15,00 F**

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL, par **A. Haas.** — Méthodes de mesures et interprétation de plus de 300 oscillogrammes relevés par l'auteur.

224 pages, format 16-24 (5e édition) ..... **21,00 F**

MANUEL TECHNIQUE DU MAGNETOPHONE, par **R. Masscho.** — C'est l'ouvrage qui étudie les différents éléments mécaniques et électriques de l'appareil. Une partie importante est consacrée au service et à la maintenance.

320 pages, format 16-24 ..... **33,00 F**

PANNES TV, par **W. Sorokine.** — Symptômes, diagnostic et remèdes de 270 pannes types de téléviseurs.

288 pages, format 13-21 (5e édition) ..... **16,50 F**

REGLAGE ET DEPANNAGE DES TELEVISEURS COULEURS, par **Ch. Dartevelle.** — Cet ouvrage illustré de 70 photos en couleurs et de 120 oscillogrammes est destiné à la mise au point des TVC par l'utilisation des mires d'émission ou des mires électroniques.

160 pages, format 24-16 ..... **36,00 F**

RECEPTEURS A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Pour ceux qui veulent construire eux-mêmes des récepteurs ou simplement en comprendre le fonctionnement.

160 pages, format 16-24 ..... **27,00 F**

SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones, etc.

144 pages, format 16-24 (3e édition) ..... **18,00 F**

SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE A TUBES, par **R. Besson.** — Une gamme complète d'amplificateurs à petite et grande puissances.

64 pages, format 21-27 (4e édition) ..... **13,50 F**

SCHEMATHEQUE, par **W. Sorokine.** — Chacun des ouvrages donne, à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeur des récepteurs commerciaux de l'année correspondante.

Schémathèque 69 : 80 pages, format 21-27 ..... **18,00 F**
Schémathèque 70 : 80 pages, format 21-27 ..... **21,00 F**
Schémathèque 71 : 64 pages, format 21-27 ..... **21,00 F**
Schémathèque 72 : 64 pages, format 21-27 ..... **21,00 F**

TECHNIQUE DE L'EMISSION-RECEPTION SUR ONDES COURTES, par **Ch. Guilbert.** — Le grand spécialiste de l'émission d'amateur (F3LG) fait profiter ses collègues de toute sa vieille expérience. En hors-texte, un tableau des codes Q et RST, et une carte murale à projection azimutale.

256 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **33,00 F**

TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES, par **R. Besson.** — Le tome premier est consacré aux résistances, bobinages et condensateurs, le tome second aux diodes, transistors et circuits intégrés, le tome 3 aux composants basse fréquence.

Tome I : 320 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **30,00 F**
Tome II : 264 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **33,00 F**
Tome III : 272 pages, format 16-24 ..... **33,00 F**

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS (6e) C.C.P. Paris 1164-34

ERRATUM.

Page 257 la légende de la figure est :

Fig. 11-7. — Schéma synoptique d'un téléviseur hybride à tube de 61 cm - 110° (22 transistors, 5 tubes).

Ce livre a été conçu pour permettre à tous les techniciens et dépanneurs d'aborder plus aisément l'étape importante que constitue la transistorisation des téléviseurs.

En effet, l'utilisation des transistors dans les téléviseurs n'est pas facile, car la transposition pure et simple des schémas à tubes en schémas à transistors est soit impossible, soit techniquement inélégante.

En fait, on se trouve devant une technique nouvelle qui requiert des solutions nouvelles.

Après avoir consacré un chapitre à la technologie des éléments semiconducteurs, dont le rôle est primordial, l'auteur décrit tous les étages d'un téléviseur à transistors, en expliquant les schémas théoriques de base et en montrant les dispositions pratiques retenues par les grands laboratoires.

Ce livre présente donc au technicien une vue complète sur la question. Il est très actuel, il est substantiel, il sera utile à tous.

dit

2e EDITION